



**João Miguel da Gama
Gomes Prata**

**Controlo de subsistemas de processamento
integralmente óptico**



**João Miguel da Gama
Gomes Prata**

**Controlo de subsistemas de processamento
integralmente óptico**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. António Luís Jesus Teixeira, Professor auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

o júri
presidente

Prof. Doutor José Rodrigues Ferreira da Rocha
Professor Catedrático da Universidade de Aveiro

Prof. Doutor António Luís Jesus Teixeira
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

Doutor Ruben Soares Luís
SE Nokia Siemens Networks

agradecimentos

Desejo expressar o meu reconhecido agradecimento ao Professor António L. Jesus Teixeira, que propôs e orientou esta Dissertação de Mestrado, ao Técnico Paulo Gonçalves, pela sua ajuda e empenho na construção dos protótipos, a todos os meus colegas do Instituto de Telecomunicações, pelo apoio que sempre manifestaram, e também ao Instituto de Telecomunicações – Pólo de Aveiro, onde encontrei todas as condições e material para a realização do trabalho apresentado nesta dissertação.

Deixo ainda um agradecimento sentido à minha namorada, Andreia, pela paciência e apoio constante na redacção deste documento.

palavras-chave

Controlador, fonte de corrente, TEC, laser, SOA, fotodíodo PIN.

resumo

O presente trabalho tem por objectivos o desenvolvimento e optimização de dois controladores para subsistemas ópticos: um comutador integralmente óptico e um gerador de banda lateral única. Inicialmente, foram abordados os componente ópticos envolvidos e as suas principais características.

Foram desenvolvidos, implementados e, posteriormente, testados de forma individual os circuitos de controlo de cada componente óptico. Foram, também, implementados os respectivos controladores principais de cada subsistema.

Seguidamente, foram construídos os protótipos dos dois subsistemas. Por fim, os protótipos foram caracterizados e foi possível verificar as suas funcionalidades através dos resultados obtidos.

keywords

Controller, current source, TEC, laser, SOA, photodiode PIN.

abstract

This thesis purpose is the design and implementation of two controllers for optical subsystems: one for an all-optical switching system and other for an all-optical sideband suppressor.

Initially, it was introduced the optical components involved and its main characteristics.

It was developed, implemented and finally tested independently the control circuits of each optical component. Their main controllers for each subsystem were also implemented.

Then, the prototypes of the two subsystems were built.

Finally, the prototypes were characterized and their functionality could be checked through the overall results.

Índice

Capítulo 1 – Introdução	1
1.1 Enquadramento e motivações	1
1.2 Objectivos.....	4
1.3 Estrutura da Dissertação	4
1.4 Contribuições da Dissertação	5
Capítulo 2 – Componentes ópticos activos de interesse.....	7
2.1 Introdução	7
2.2 Laser semiconductor	8
2.3 Fotodíodos PIN	11
2.4 Amplificadores ópticos semicondutores	14
2.4.1 Interferómetro Mach-Zehnder-SOA	19
2.5 Conclusões.....	21
Capítulo 3 – Controlo de um sistema comutador integralmente óptico	23
3.1 Introdução	23
3.2 Princípio de funcionamento	24
3.3 Requisitos e especificações do sistema.....	26
3.4 Projecto de um circuito de controlo	26
3.4.1 Hardware.....	29
3.4.1.1 Fontes de corrente para o MZI-SOA	29
3.4.1.2 Módulo de controlo de temperatura para o MZI-SOA	32
3.4.1.3 Fontes de tensão para os Phase Shifters do MZI-SOA.....	35
3.4.1.4 Unidade de controlo digital	36
3.4.1.5 Circuito final	37
3.4.2 Implementação do circuito.....	38
3.4.3 Testes experimentais do circuito implementado	38
3.4.3.1 Teste das fontes de corrente para o MZI-SOA.....	39
3.4.3.2 Teste do controlador de temperatura para o MZI-SOA	41
3.4.3.3 Teste das fontes de tensão para os Phase Shifters.....	44
3.4.4 Software de controlo	46
3.4.5 Interface com o utilizador.....	49
3.5 Resultados do protótipo	50
3.6 Conclusões.....	51
Capítulo 4 – Controlo de um sistema supressor de banda lateral	53
4.1 Introdução	53
4.2 Princípio de funcionamento	54
4.3 Requisitos e especificações do sistema.....	56
4.4 Projecto de um circuito de controlo	57
4.4.1 Hardware.....	59
4.4.1.1 Fonte de corrente para o SOA	60
4.4.1.2 Módulo de controlo de temperatura para o SOA.....	63
4.4.1.3 Fonte de corrente para o LASER.....	68
4.4.1.4 Circuito de acondicionamento de sinal para o PIN.....	71
4.4.1.5 Unidade de controlo analógica	72
4.4.1.6 Unidade de controlo digital	73
4.4.1.7 Circuito final	74
4.4.2 Implementação do circuito.....	75
4.4.3 Testes experimentais do circuito implementado	75
4.4.3.1 Teste da fonte de corrente para o SOA	76
4.4.3.2 Teste do controlador de temperatura para o SOA	77
4.4.3.3 Teste da fonte de corrente para o LASER	80
4.4.3.4 Teste do circuito de acondicionamento de sinal para o PIN.....	83
4.4.4 Software de controlo	84
4.4.5 Modos de funcionamento.....	88
4.5 Resultados do protótipo como supressor de banda lateral	89
4.6 Conclusões.....	91
Capítulo 5 – Considerações finais.....	93
5.1 Conclusões.....	93

5.2 Sugestões para trabalho futuro	94
Glossário de Acrónimos	95
Referências.....	97
Apêndice A – Projecto do controlo de um sistema comutador integralmente	
óptico	101
A.1 Esquema completo do circuito	101
A.2 Protótipo final	104
Apêndice B – Projecto do controlo de um sistema supressor de banda lateral.....	105
B.1 Esquema completo do circuito	105
B.2 Protótipo final	108

Índice de figuras

Figura 1 – Variação da característica P/I com a temperatura [11].....	9
Figura 2 – Variação da potência óptica do laser em função da corrente de polarização.....	10
Figura 3 – Espectro do laser em função da corrente de polarização	11
Figura 4 – Ilustração da estrutura física de um fotodiodo PIN.....	12
Figura 5 – Amplificador óptico <i>Travelling Wave</i>	15
Figura 6 – Transições radiactivas principais entre as bandas num SOA (a banda superior é a de condução e a banda inferior é a de valência; $h\nu$ é a energia do fóton).....	16
Figura 7 – Espectro do ruído de ASE do SOA para uma corrente de polarização de 300mA	18
Figura 8 – Potência óptica de saída em função da potência óptica de entrada do SOA.....	18
Figura 9 – Estrutura de um MZI-SOA	19
Figura 10 – Estrutura do MZI-SOA utilizado [18].....	20
Figura 11 – Potência óptica de saída em função de: a) tensão aplicada no <i>phase shifter</i> 1 (V_1) com $V_2=0V$, b) tensão aplicada no <i>phase shifter</i> 2 (V_2) com $V_1=0V$	20
Figura 12 – Potência óptica na saída I em função da potência óptica na entrada A para $V_1=8V$ e $V_2=2V$	21
Figura 13 – Diagrama de blocos do <i>router</i> óptico [4].....	24
Figura 14 – Comutação do sinal óptico quando existe correlação do cabeçalho	25
Figura 15 – Comutação do sinal óptico quando não existe correlação do cabeçalho	25
Figura 16 – Diagrama de blocos do controlador.....	27
Figura 17 – Diagrama de blocos do sistema de controlo em malha fechada das fontes de corrente	28
Figura 18 – Diagrama de blocos do sistema de controlo em malha fechada da temperatura do MZI-SOA	28
Figura 19 – Diagrama de blocos do sistema de controlo em malha fechada das fontes de tensão dos <i>phase shifters</i>	29
Figura 20 – Fonte de corrente dos SOAs.....	30
Figura 21 – Circuito de acondicionamento de sinal do termistor	32
Figura 22 – Fonte de tensão dos <i>phase shifters</i>	35
Figura 23 – Diagrama de blocos do MCP6S28 [26].....	37
Figura 24 – Fonte de corrente do canal 1: corrente de saída do SOA em função do valor escrito no DAC (esquerda) e valor devolvido pelo ADC em função da corrente de saída (direita).....	40
Figura 25 – Erros de leitura e escrita das fontes de corrente dos SOAs: canal 1 (esquerda) e canal 2 (direita)	40
Figura 26 – Erros de leitura e escrita das fontes de corrente dos SOAs: canal 3 (esquerda) e canal 4 (direita)	40
Figura 27 – Fonte de corrente do TEC: corrente de saída em função do valor escrito no DAC (esquerda) e valor devolvido pelo ADC em função da corrente de saída (direita).....	41
Figura 28 – Erros de leitura e escrita da fonte de corrente do TEC.....	42

Figura 29 – Resposta da temperatura na variação dos pontos de funcionamento ($I_{SOA1}=350mA$, $I_{SOA2}=350mA$)	43
Figura 30 – Variação da temperatura ao ligar e desligar a corrente de um dos SOAs ($I_{SOA1}=350mA$, $I_{SOA2}=350mA$)	43
Figura 31 – Fonte de tensão do canal 1: tensão de saída em função do valor escrito no DAC (esquerda) e valor devolvido pelo ADC em função da tensão de saída (direita)	44
Figura 32 – Erros de escrita das quatro fontes de tensão	45
Figura 33 – Erros de leitura das quatro fontes de tensão	45
Figura 34 – Diagrama de blocos resumido da rotina principal	47
Figura 35 – Diagrama de blocos resumido da rotina de serviço à interrupção (ISR)	48
Figura 36 – Configuração do método contra-propagante	54
Figura 37 – Configuração do método co-propagante (o filtro rejeita banda não está incluído no protótipo e será necessário adicioná-lo externamente)	55
Figura 38 – Diagrama de blocos do controlador	57
Figura 39 – Diagrama de blocos do sistema de controlo em malha fechada das fontes de corrente do SOA e do laser	59
Figura 40 – Diagrama de blocos do sistema de controlo em malha fechada da temperatura do SOA	59
Figura 41 – Fonte de corrente do SOA	61
Figura 42 – Circuito de controlo de temperatura	64
Figura 43 – Fonte de tensão do TEC	64
Figura 44 – Fonte de corrente do LASER	68
Figura 45 – Circuito de acondicionamento de sinal do fotodíodo	72
Figura 46 – Diagrama de blocos do AMC7820 [30]	73
Figura 47 – Corrente de saída do SOA em função do valor escrito no DAC (esquerda) e valor devolvido pelo ADC em função da corrente de saída (direita)	77
Figura 48 – Erros de leitura e escrita da corrente de saída do SOA	77
Figura 49 – Tensão de saída do <i>driver</i> de potência em vazio (V_{out1}) e com uma carga de 2Ω (V_{out2})	78
Figura 50 – Erro na leitura da corrente de saída	78
Figura 51 – Resposta da temperatura na variação dos pontos de funcionamento ($I_{SOA}=100mA$)	80
Figura 52 – Corrente de saída do laser em função do valor escrito no DAC (esquerda) e valor devolvido pelo ADC em função da corrente de saída (direita)	81
Figura 53 – Erros de leitura e escrita da corrente de saída do laser	81
Figura 54 – Erro na medição da potência óptica do laser	82
Figura 55 – Erro na medição da potência óptica no fotodíodo PIN	83
Figura 56 – Diagrama de blocos resumido da rotina principal	85
Figura 57 – Diagrama de blocos resumido da função de leitura da ADC (esquerda) e da rotina de serviço à interrupção (direita)	87
Figura 58 – Diagrama de blocos do conversor de sinais ODSB em OVSB	89
Figura 59 – Espectro óptico e diagramas de olho dos sinais de entrada (ODSB) e de saída (OVSB) a $10Gb/s$	90

Figura 60 – Espectro óptico e diagramas de olho dos sinais de entrada (ODSB) e de saída (OVSB) a 40Gb/s	90
Figura 61 – Circuito do módulo de controlo da temperatura	101
Figura 62 – Circuito do controlador principal	102
Figura 63 – Circuito das fontes de tensão	103
Figura 64 – Circuito das fontes de corrente	103
Figura 65 – Vista frontal do protótipo	104
Figura 66 – Vista lateral do protótipo (conectores ópticos)	104
Figura 67 – Circuito da fonte de tensão do TEC	105
Figura 68 – Circuito de controlo analógico	106
Figura 69 – Circuito de controlo digital	107
Figura 70 – Vista frontal do protótipo	108
Figura 71 – Vista lateral do protótipo (conectores ópticos)	108

Capítulo 1

Introdução

1.1 Enquadramento e motivações

A crescente necessidade de comunicar por parte do Homem motivou a evolução dos sistemas de comunicação. Observa-se, cada vez mais, um aumento da capacidade destes sistemas, tanto em termos de ritmos de transmissão como em termos de cobertura geográfica. Estudos recentes apontam para uma duplicação do tráfego de dados a cada doze meses. Isto deve-se principalmente à utilização intensiva de algumas aplicações que surgiram nos últimos tempos, tais como *video-on-demand*, conferências *on-line* multimédia, telemedicina, jogos *on-line* e *peer-to-peer*.

A fibra óptica é, actualmente, o suporte físico por excelência das redes de transporte dos operadores de telecomunicações, permitindo elevados padrões de qualidade. No entanto, é necessário encontrar soluções que permitam aumentar ainda mais a capacidade dos sistemas existentes. Uma solução é a tecnologia de multiplexagem no comprimento de onda (WDM) [1]. Esta multiplexagem é feita no domínio óptico e permite transmitir vários comprimentos de onda numa única fibra. Por outro lado, o desenvolvimento de amplificadores ópticos evitou o uso de regeneradores opto-electrónicos espaçados de algumas dezenas de quilómetros, que limitavam o sinal quanto ao formato de modulação e à largura de banda. Desta forma, os sistemas tornam-se mais transparentes permitindo rentabilizar melhor a capacidade total da fibra óptica. No entanto, dado que, actualmente, as redes existentes baseadas na multiplexagem no comprimento de onda, são mutuamente utilizadas como sistemas ponto a ponto, existe a necessidade de comutação da informação. Esta comutação ainda é feita no domínio

eléctrico e sente-se que a capacidade de processamento dos *routers* electrónicos não irá acompanhar o ritmo de crescimento num futuro próximo. Assim, é necessário procurar alternativas para encaminhar o tráfego na camada óptica, pois apresentam inerentemente maiores vantagens em termos de velocidade e transparência. Só com sistemas totalmente transparentes será possível aumentar a capacidade dos mesmos [2]. Felizmente, a evolução da tecnologia permitiu o desenvolvimento de dispositivos que permitem o processamento totalmente óptico.

O sistema relativo ao primeiro projecto apresentado nesta dissertação, intitulado de comutador integralmente óptico, trata-se de um módulo pertencente a um outro sistema mais complexo denominado de *router* óptico a 40Gb/s [3]. Este *router* é baseado na técnica de comutação de pacotes ópticos (OPS) e incorpora vários comutadores ópticos. Cada comutador é responsável por tarefas tão variadas como a comutação de sinais, detecção de colisão ou conversão de comprimento de onda [4] [5].

O formato de modulação de sinal óptico em banda lateral dupla (ODSB) é muito utilizado devido à sua fácil implementação. No entanto, este formato requer uma elevada largura de banda, que corresponde ao dobro da taxa de transmissão do sinal, e fica bastante vulnerável aos efeitos adversos da dispersão cromática (CD) [6]. Como os formatos de modulação em banda lateral única (OSSB) e em banda lateral vestigial (OVSB) só utilizam, aproximadamente, metade da largura de banda, quando comparados com um sinal ODSB, estes tornam-se atractivos para os sistemas de uma forma geral, bem como para sistemas WDM [7]. Desta forma, é possível aumentar a densidade de canais nas redes WDM. Por outro lado, como o efeito da dispersão cromática se manifesta num atraso de grupo dependente do comprimento de onda, este torna-se menos destrutivo para sinais de menor largura de banda.

Os sinais OVSB podem ser gerados a partir de um sinal ODSB recorrendo a um amplificador óptico semiconductor (SOA). A supressão da banda lateral ocorre devido ao efeito de auto modulação de fase induzido pelo SOA [8]. Este processo é utilizado no projecto apresentado no capítulo 4, controlo de um supressor de banda lateral.

É de referir, que o tema principal desta dissertação incide sobre os controladores electrónicos, sendo o funcionamento dos sistemas ópticos abordado de forma superficial.

A construção dos protótipos passa por várias fases, nomeadamente o estudo prévio dos componentes ópticos utilizados, seguindo-se o dimensionamento dos circuitos, tendo em conta os requisitos exigidos, a implementação e teste dos vários módulos, a construção dos respectivos protótipos e, finalmente, a caracterização dos mesmos.

Cada projecto é composto por um controlador ligado a vários módulos. Cada módulo é responsável por desempenhar uma dada função, como por exemplo, fornecer uma corrente constante a um laser (amplificação da luz por emissão estimulada de radiação) ou SOA. Neste meio, o controlador é responsável por monitorizar e actuar sobre cada módulo de forma a garantir o bom funcionamento do sistema. Um controlador digital programável facilita o desenvolvimento desta tarefa, daí a opção da utilização de microcontroladores.

Um microcontrolador para este tipo de projectos não necessita de grande poder de processamento e o seu uso agrega bastantes vantagens, tais como:

- Mais recursos – Incorporar um microcontrolador num sistema electrónico permite expandir os recursos disponíveis e a sua funcionalidade. Desta forma, oferece flexibilidade na medida em que se torna fácil a adição de outros recursos, como por exemplo um ecrã de cristais líquidos (LCD), díodos emissores de luz (LEDs), interface do utilizador e recursos de segurança.
- Controlo de precisão – Um microcontrolador permite controlar com precisão muitas das variáveis do sistema, como é o caso dos tempos de resposta e até mesmo variáveis analógicas.
- Maior eficiência – A eficiência de um sistema pode ser melhorada adicionando "inteligência" programável.
- Baixo custo – A escolha de um microcontrolador adequado reduz o preço do *hardware* e o tempo de desenvolvimento, o que se reflecte positivamente no preço final do sistema.
- Maior flexibilidade – As especificações de um sistema podem mudar durante o tempo de concepção do projecto. Em certos casos, basta modificar o código do programa sem necessidade de redesenhar o circuito. Da mesma forma, permite reutilizar o *hardware* desenvolvido noutros produtos.
- Maior segurança – Sistemas com detecção de situações inesperadas e fatais para certos componentes podem ser facilmente implementados e aliados a sistemas de desactivação dos respectivos módulos.

Desta forma, é possível automatizar os sistemas e dotá-los de maiores capacidades de personalização.

1.2 Objectivos

O objectivo global deste trabalho é o desenvolvimento de controladores electrónicos para dois sistemas ópticos independentes.

Cada controlador tem como objectivo possibilitar um controlo digital dos vários componentes ópticos tendo em vista a optimização de um sistema óptico mais complexo. Este controlo é efectuado por intermédio de microcontroladores dada a necessidade de implementar sistemas autónomos e com resposta variável no tempo.

O primeiro sistema apresentado nesta dissertação é um comutador integralmente óptico, enquanto que o segundo é um sistema supressor de banda lateral com ajuste automático do ponto de funcionamento. Os requisitos para os sistemas são a transparência para o comprimento de onda do sinal de entrada, elevada gama de amplitude do sinal de entrada, baixas perdas, robustez e custos de implementação baixos.

Finalmente, pretende-se implementar os controladores e integrar cada um deles numa caixa, juntamente com os respectivos dispositivos ópticos.

1.3 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação é composta por 5 capítulos que descrevem o projecto e a construção de dois controladores de subsistemas de processamento integralmente óptico.

Neste primeiro capítulo introdutório é feito o enquadramento e apresentadas as motivações e os principais objectivos do presente trabalho.

O segundo capítulo foca o estudo dos componentes ópticos activos utilizados, nomeadamente os lasers semicondutores, os amplificadores ópticos semicondutores e os fotodetectores. São abordadas as noções básicas de funcionamento, bem como as suas características relevantes para estas aplicações em concreto.

No terceiro capítulo descreve-se o projecto e a implementação de um controlador de um sistema comutador integralmente óptico.

Seguidamente, no capítulo quarto, apresenta-se o projecto e a construção de um controlador de um sistema supressor de banda lateral. Também são apresentados os resultados obtidos com o sistema.

Finalmente, no último capítulo, são apresentadas as principais conclusões.

Devido à dificuldade em traduzir para língua portuguesa algumas expressões e termos utilizados pela comunidade científica em língua inglesa, nesta dissertação será mantida a notação inglesa de alguns termos que aparecerão em *itálico* no texto.

1.4 Contribuições da Dissertação

Na opinião do autor, as principais contribuições desta dissertação podem resumir-se no seguinte:

- Desenvolvimento de módulos de fonte de corrente e de controlo de temperatura para lasers e SOAs. Os sistemas de comunicação óptica que incluem lasers e/ou SOAs necessitam de fontes de corrente constante e de controladores de temperatura para controlar os respectivos componentes. O desenvolvimento de módulos atendendo às necessidades de cada componente óptico permite obter soluções mais adequadas tendo em conta vários factores, tais como, as especificações a nível eléctrico, a dimensão física e o preço.
- Projecto, construção e caracterização de um protótipo laboratorial de um sistema comutador integralmente óptico: Para acompanhar os elevados ritmos de transmissão dos sistemas de comunicação óptica, torna-se necessário desenvolver sistemas de processamento óptico que funcionem ao mesmo ritmo. O sistema aqui descrito permite que um sinal óptico controle o estado de um comutador para sinais até 40Gb/s.
- Projecto, construção e caracterização de um protótipo laboratorial de um sistema supressor de banda lateral: O projecto desenvolvido permite reduzir a largura de banda de um sinal óptico modulado. A supressão da banda lateral é feita de forma transparente ao comprimento de onda e ao ritmo de transmissão do respectivo sinal.

Capítulo 2

Componentes ópticos activos de interesse

2.1 Introdução

As comunicações ópticas foram despoletadas pelo aparecimento de dois componentes essenciais: a fibra óptica, como canal de transmissão, e o laser, como fonte de radiação. Posteriormente, foram desenvolvidos os amplificadores ópticos que possibilitaram o aumento da distância máxima de propagação, regenerando a amplitude opticamente.

Este capítulo aborda os componentes ópticos activos utilizados e as suas principais características.

Na secção 2.2 abordam-se os lasers semicondutores e são apresentadas as principais características do laser utilizado no projecto do capítulo 4. Este laser será utilizado unicamente para emissão de sinal em contínuo (CW), por isso não é apresentada nenhuma análise da resposta temporal.

Na secção 2.3 descreve-se o princípio de funcionamento dos fotodetectores, nomeadamente, do fotodíodo do tipo PIN e são, também, apresentadas as características mais importantes do fotodetector utilizado no projecto do quarto capítulo.

Na secção 2.4 abordam-se os amplificadores ópticos semicondutores e suas aplicações. É também apresentado o princípio de funcionamento dos interferómetros do tipo Mach-Zehnder combinados com amplificadores ópticos semicondutores (MZI-SOA), realçando o MZI-SOA utilizado no projecto do capítulo 3.

2.2 Laser semiconductor

Albert Einstein foi o primeiro a propor o conceito de emissão estimulada de radiação, em 1916, mas só em 1960 é que foi desenvolvido o primeiro laser de Rubi por Ted Maiman [2]. Vários tipos de laser foram inventados nos tempos seguintes, porém o que revolucionou as comunicações ópticas foi o laser semiconductor. Este foi apresentado quase simultaneamente por três laboratórios de investigação em 1962: IBM, General Electric e MIT Lincoln Laboratory [9]. Apesar de tudo, só depois de se ter conseguido um funcionamento contínuo à temperatura ambiente é que este começou a ser aplicado.

O laser semiconductor apresenta várias características favoráveis, nomeadamente, um volume reduzido, elevada robustez física, longevidade e possibilidade de modulação directa a frequências bastante elevadas. Actualmente, de entre todos os tipos de lasers, estes são os mais utilizados e os mais importantes do ponto de vista económico [10]. A preferência por este tipo de lasers em sistemas de comunicações ópticas é manifesta, também, devido à área de emissão compatível com as dimensões do núcleo das fibras ópticas, à elevada eficiência e à emissão de luz nos comprimentos de onda adequados à fibra.

A nível estrutural, os lasers têm sofrido alguma evolução nos últimos anos. Inicialmente, a realimentação óptica era realizada por duas faces reflectoras que limitavam a região activa, formando uma cavidade que funciona como um interferómetro Fabry-Perot. Daí, o seu nome de laser Fabry-Perot. Este dispositivo funciona como uma cavidade ressonante, pois esta cavidade ressoa num conjunto de comprimentos de onda determinado pelo comprimento da mesma e pela velocidade da luz nesse meio. A conjugação desta realimentação óptica com um ganho do material espectralmente largo origina vários modos ópticos de emissão.

Para aplicações em sistemas WDM, onde vários sinais ópticos são multiplexados na mesma fibra, os lasers Fabry-Perot apresentam um problema, dado que possuem uma largura espectral relativamente grande e vários modos de emissão.

Através de um processo adequado de realimentação é possível aumentar a selectividade dos modos, concentrando uma elevada energia num único modo de emissão. Usualmente, é utilizada a técnica de realimentação distribuída, como no caso dos lasers DFB (lasers com realimentação distribuída). Este tipo de lasers contém uma

rede de Bragg dentro da cavidade Fabry-Perot. Esta rede provoca uma variação periódica no índice de refração da região interna da cavidade. Quando um comprimento de onda de um feixe de luz é múltiplo inteiro do período da rede de Bragg, parte da luz é reflectida e ocorre uma interferência construtiva, enquanto os outros comprimentos de onda não são reflectidos e sofrem interferência destrutiva. Assim, é possível seleccionar um único modo de oscilação do laser [10]. Este tipo de laser é uma excelente fonte de radiação para sistemas de multiplexagem densa no comprimento de onda (DWDM).

O comprimento de onda que o laser produz é uma característica do material utilizado e da sua construção física. Em sistemas WDM cada laser precisa de manter o comprimento de onda emitido dentro da sua banda de alocação. A estabilidade do seu valor depende bastante da temperatura do dispositivo, porém, alguns não permitem o controlo de temperatura. Outra dependência com a temperatura é a corrente de limiar $I_{th}(T)$, ou seja, a corrente para qual o laser começa a emitir luz coerente. Este parâmetro é directamente proporcional à temperatura em todos os tipos de lasers semicondutores devido a factores complexos de dependência da temperatura [11]. Outro factor que altera a corrente de limiar é o envelhecimento do laser. Um esboço da variação da potência emitida com a temperatura pode ser vista na Figura 1.

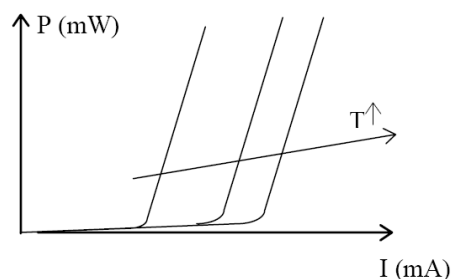


Figura 1 – Variação da característica P/I com a temperatura [11]

Nos lasers sem controlo de temperatura, as variações de potência óptica emitida podem ser compensadas através de um circuito de controlo de potência média. Assim, deixa de existir o risco de polarizar o laser abaixo do limiar de emissão estimulada ou de o polarizar com uma corrente excessiva, o que poderia ser fatal para o componente. Alguns lasers contêm um fotodíodo interno que facilita este tipo de controlo. No entanto, geralmente os fotodíodos internos originam um erro muito elevado nas medições para potências muito baixas, sendo a sua função principal permitir o controlo de potência óptica em torno do valor nominal.

O laser comercial utilizado no projecto do capítulo 4 é do tipo DFB (modelo SCLP-55-8-S2-Y-3-0-F adquirido à Exelite Innovations Ltd.), cujo comprimento de onda central se situa em torno de $1550nm$. A máxima corrente contínua de funcionamento é de $35mA$.

Da análise do comportamento em contínuo obteve-se a potência óptica em função da corrente de polarização (Figura 2). Para cada ponto de corrente de polarização foi esperado algum tempo para estabilização térmica do laser, uma vez que este componente não permite o controlo da temperatura. Para uma temperatura ambiente inicial de aproximadamente $25^{\circ}C$, pôde-se verificar que a corrente de limiar está próxima do valor especificado no *data sheet* de $6.7mA$.

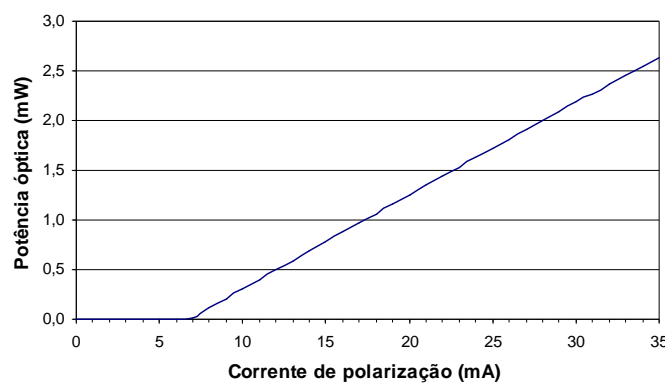


Figura 2 – Variação da potência óptica do laser em função da corrente de polarização

Adquiriu-se o espectro (Figura 3) do laser para três valores diferentes de corrente de polarização, nomeadamente para $15mA$, $25mA$ e $35mA$. Os pontos máximos de cada curva situam-se respectivamente em $1548.2961nm$, $1548.4594nm$, $1548.5800nm$, com potências ópticas de $-0.31dBm$, $3.19dBm$ e $5.43dBm$. É bem visível o efeito da temperatura, devido ao aumento da corrente, no desvio do comprimento de onda central emitido. Como a temperatura do laser está relacionada directamente com a corrente injectada, pôde estimar-se desvios do comprimento de onda central superiores a $0.29nm$.

A razão de supressão dos modos laterais (SMSR) deste laser depende indirectamente da corrente de polarização por intermédio do desvio do comprimento de onda central. Observou-se uma variação proporcional da SMSR com a corrente de polarização. Os valores obtidos são de $40dB$, $50dB$ e $60dB$ para correntes de $15mA$, $25mA$ e de $35mA$, respectivamente.

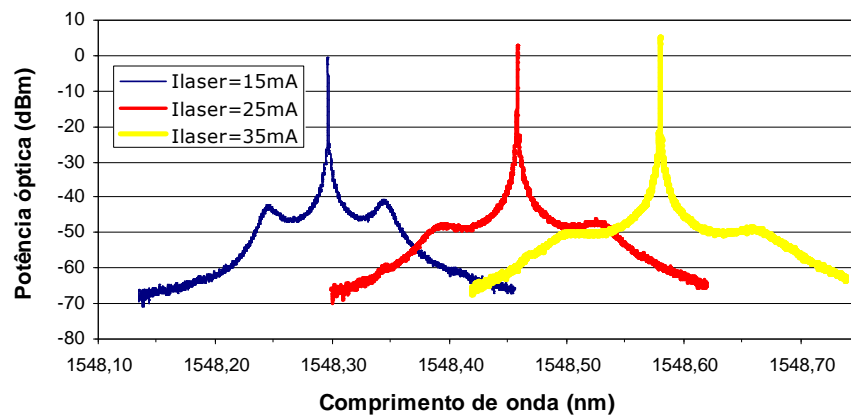


Figura 3 – Espectro do laser em função da corrente de polarização

2.3 Fotodíodos PIN

Os fotodíodos são sensores semicondutores de luz, uma vez que convertem o sinal óptico de entrada num sinal eléctrico proporcional. Para aplicações em sistemas de comunicações, estes devem possuir excelente linearidade da corrente de saída com a potência óptica de entrada, baixo ruído e boa resposta numa larga gama espectral. Devem ainda ser compactos e leves, depender pouco da temperatura e possuir um longo tempo de vida útil.

Os fotodíodos podem operar no modo fotovoltaico, isto é, sem corrente de polarização (*bias*). No entanto, a resposta em frequência e a linearidade podem ser melhoradas polarizando inversamente o fotodíodo. Este modo designado de fotocondutivo, tem a desvantagem de gerar uma corrente de ruído superior.

Os fotodíodos do tipo PIN são mais rápidos e sensíveis que um díodo de junção *p-n*. A estrutura de um fotodíodo PIN consiste numa junção *p-n* com a zona intermédia composta por um material intrínseco (Figura 4) ligeiramente dopado. Daí a sua designação de *p-i-n* ou PIN. Devido à região de depleção ser maior, a estrutura de um fotodíodo PIN apresenta uma capacidade de junção menor, o que permite maior largura de banda. O aumento da região de depleção permite a absorção da maioria dos fótons incidentes e, conseqüentemente, ao aumento do número de pares electrão-lacuna gerados. Quando um fóton incidente tem uma energia igual ou superior ao intervalo energético entre as bandas (*band gap*) do semiconductor, essa energia fornecida pelo fóton excita um electrão da banda de valência deslocando-o para a banda de condução. Este processo gera pares livres electrão-lacuna que constituem os fotoportadores. O

elevado campo eléctrico na região de depleção faz com que os portadores se separem e sejam recolhidos pelos terminais da junção inversamente polarizada, originando a fotocorrente.

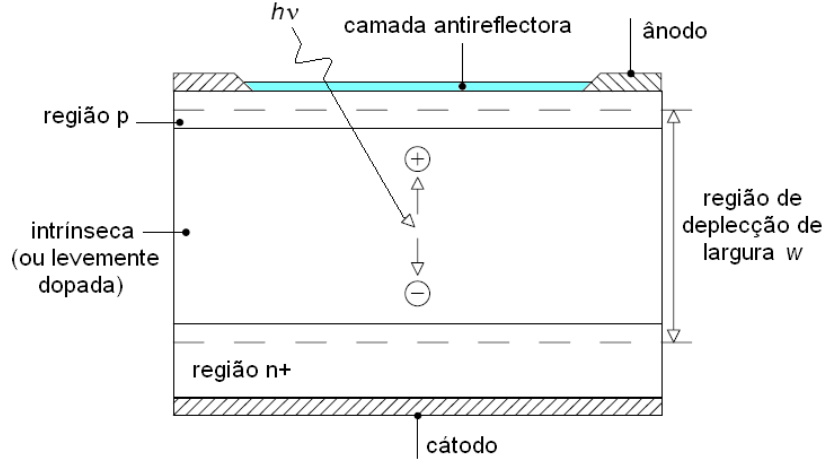


Figura 4 – Ilustração da estrutura física de um fotodiodo PIN

A fotocorrente resultante da absorção da potência óptica na região de depleção de largura w é dada pela seguinte equação:

$$I_P = \frac{q \cdot \lambda}{h \cdot c} \cdot P_0 \cdot (1 - e^{-\alpha_s \cdot w}) \cdot (1 - R_f) \quad (2.1)$$

sendo, q o valor da carga do electrão, h a constante de Planck, λ o comprimento de onda do sinal, c a velocidade da luz no vazio, P_0 a potência óptica incidente, α_s o coeficiente de absorção para um dado comprimento de onda e R_f o coeficiente de reflexão entre o semiconductor e o ar ou entre o semiconductor e a sílica da fibra. Porém, usualmente existe uma camada antireflectora sobre a superfície do material semiconductor, o que permite desprezar este último parâmetro.

A eficiência quântica, η , definida como a razão entre a taxa de geração de pares electrão-lacuna e a taxa de incidência de fótons de energia $h\nu$, é dada por:

$$\eta = \frac{\frac{I_P}{q}}{\frac{P_0}{h \cdot \nu}} \times 100\% \quad (2.2)$$

Usualmente, os fotodíodos são caracterizados pela sua responsividade, \mathcal{R} , que relaciona a corrente produzida I_p com a potência óptica incidente:

$$\mathcal{R} = \frac{I_p}{P_0} = \frac{q \cdot \eta \cdot \lambda}{h \cdot c} \quad (2.3)$$

Pode-se verificar que a responsividade depende do comprimento de onda do sinal óptico e do material constituinte do fotodíodo. O seu valor também pode variar ao longo do tempo em dispositivos não selados hermeticamente, isto devido ao efeito provocado por certos contaminantes atmosféricos como o caso da humidade.

Um fotodíodo contém várias fontes de ruído, sendo a principal, a corrente de escuridão. Esta corrente passa através do fotodíodo mesmo na ausência de luz, quando operado no modo fotocondutivo, isto porque o semiconductor não apresenta uma resistência infinita. O seu valor é proporcional à corrente de polarização e à temperatura. A fotocorrente de um fotodíodo é a soma de cada pulso de corrente produzido por cada par electrão-lacuna gerado. Como estes pares são gerados em instantes aleatórios, a fotocorrente apresenta variações aleatórias na sua amplitude. Estas variações são designadas por ruído quântico ou *shot noise*. O ruído térmico (Johnson) é derivado ao facto de os electrões se moverem aleatoriamente em qualquer condutor, a uma dada temperatura finita. Isto manifesta-se como uma corrente flutuante na resistência do semiconductor mesmo na ausência de corrente de polarização.

Para aplicações onde o objectivo é medir a potência óptica (aplicações de baixa frequência) é recomendado o modo fotovoltaico, principalmente devido à ausência de corrente de escuridão.

Um fotodíodo atinge a sua sensibilidade máxima, teoricamente admissível, quando limitado apenas pelo ruído quântico no sinal, isto é, aquele inerente às flutuações estatísticas na densidade de fotões emitidos pela própria fonte de sinal. Porém, a corrente de escuridão e o ruído térmico limitam essa potência mínima.

A potência equivalente do ruído (NEP) é a potência óptica incidente necessária para o fotodíodo gerar uma fotocorrente igual à corrente de ruído. Por definição, é a potência óptica para a qual a relação sinal/ruído toma o valor unitário para uma largura de banda de 1Hz [12].

O fotodíodo PIN utilizado no projecto do capítulo 4 é de material InGaAs, modelo FGA04 da marca ThorLabs. Algumas das suas características são [13]:

- Responsividade de 0.9 A W^{-1} para o comprimento de onda de 1550 nm .
- Largura de banda de 2 GHz a 5 V .
- NEP de $1.5 \cdot 10^{-15} \text{ W Hz}^{1/2}$.
- Corrente de escuridão aproximada de 0.5 nA a 5 V .
- Máxima tensão de polarização (inversa) de 25 V .

2.4 Amplificadores ópticos semicondutores

O amplificador óptico semiconductor (SOA) é um dispositivo optoelectrónico capaz de amplificar a luz que o atravessa, sem a necessidade de conversão para o domínio eléctrico. A sua estrutura, na forma mais básica, é composta por uma junção p - n de materiais semicondutores idêntica aos lasers [14].

Historicamente, os SOAs surgiram dos lasers semicondutores, já que os lasers funcionam como amplificadores antes de chegar ao limiar de operação. Desta forma, os primeiros amplificadores foram lasers polarizados abaixo do limiar [15].

A luz que se propaga através do SOA é amplificada através de um processo denominado de emissão estimulada [14][15][16]. Este fenómeno ocorre numa região activa onde é proporcionado o ganho.

Os SOAs podem-se classificar em dois tipos principais: Fabry-Perot e *Travelling Wave* (TWA). Os SOAs do tipo Fabry-Perot são amplificadores cuja cavidade possui duas faces que reflectem parcialmente a luz para dentro do dispositivo, tal como num laser semiconductor, e são polarizados abaixo do limiar. Nos amplificadores ópticos de TWA, a luz propaga-se uma única vez no meio activo, sendo as faces da cavidade revestidas com um material anti-reflector (Figura 5).

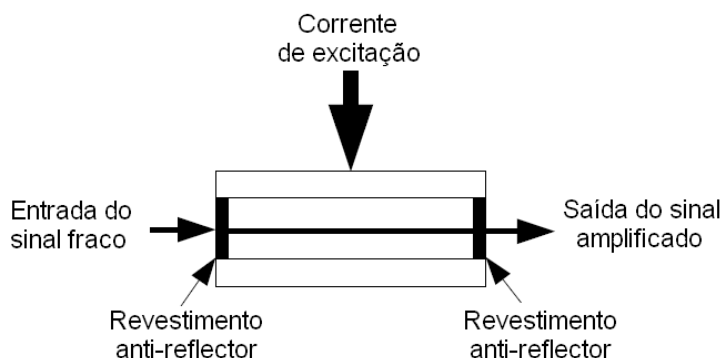


Figura 5 – Amplificador óptico *Travelling Wave*

O ganho dos amplificadores de Fabry-Perot é extremamente sensível às variações da temperatura e ao comprimento de onda do sinal de entrada [16]. A sua largura de banda de amplificação é relativamente pequena para o uso em comunicações ópticas. Para a amplificação de sinais de banda larga é vantajoso o uso de amplificadores com maior largura de banda, pois o ganho pode ser considerado plano em todo o espectro do sinal [15]. Embora estes SOAs sejam dispositivos de fácil fabricação, pois são construídos exactamente como os lasers semicondutores, este tipo de amplificador foi preterido pelos do tipo TWA.

Um amplificador óptico semiconductor obtém ganho através de transições radiactivas entre as bandas de energia, que são as regiões de valores de energia permissíveis para os portadores. Assumindo-se um sistema simplificado de dois níveis, as três principais transições são: absorção, emissão espontânea e emissão estimulada. Estas transições estão ilustradas, de forma simplificada, na Figura 6 e ocorrem entre as bandas de condução e de valência. O intervalo energético entre as bandas é designado por energia de *band gap*.

Na Figura 6 a) está ilustrada a transição de um electrão da banda de valência para a banda de condução. Isto poderá ocorrer quando um fóton de energia igual ou superior à energia de *band gap* incide na região activa. Neste caso, o fóton será absorvido e a sua energia excita um electrão originando a transição. Este processo é designado por absorção estimulada e origina perdas, pois o fóton é extinto. Quando a corrente injectada no semiconductor é muito baixa ou nula, o SOA funciona como um detector, porque absorve todos os fótons incidentes.

Na emissão espontânea (Figura 6 b)), um electrão excitado na banda de condução tem uma probabilidade não nula de se recombinar com uma lacuna da banda de valência, dando origem a um fóton de direcção, fase e frequência aleatórias. Este

processo faz diminuir o número da população de portadores disponível para gerar ganho e origina um tipo de ruído inerente aos amplificadores ópticos, denominado de ruído de emissão espontânea amplificada (ASE) [14].

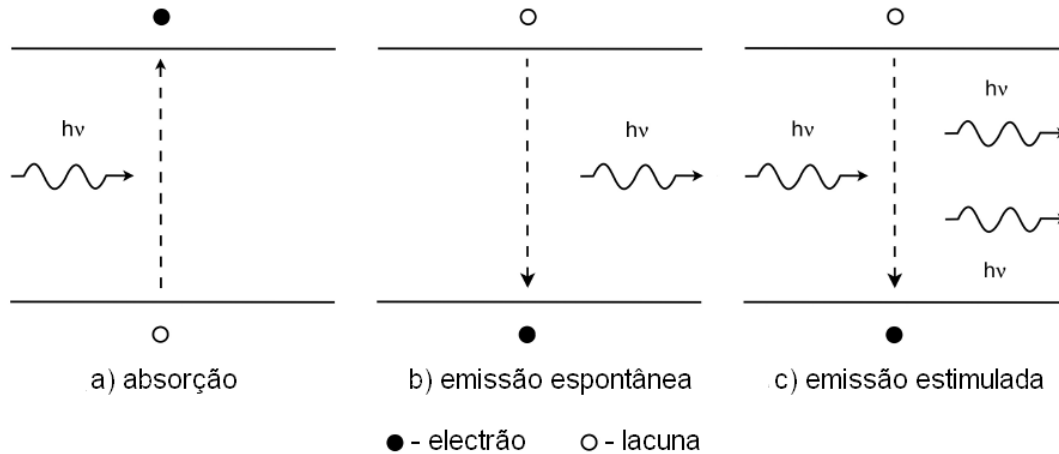


Figura 6 – Transições radiactivas principais entre as bandas num SOA (a banda superior é a de condução e a banda inferior é a de valência; $h\nu$ é a energia do fóton)

Um fóton incidente pode provocar uma recombinação de um portador da banda de condução com uma lacuna da banda de valência. Devido a esta recombinação estimulada, o portador perde a sua energia originando um novo fóton que é uma exacta réplica do incidente, ou seja, com as mesmas características: frequência, fase e direcção (Figura 6 c)). O novo fóton pode, por sua vez, causar mais transições estimuladas o que origina o ganho do amplificador.

A emissão estimulada dos SOAs é iniciada através de injeção de corrente no semiconductor (corrente de polarização), pois, no equilíbrio térmico, há poucos portadores na banda de condução de uma junção *p-n* [15]. Quando se polariza directamente uma junção, ocorre a difusão dos portadores e à medida que a corrente aumenta, o fenómeno de emissão estimulada cresce. Quando a emissão estimulada iguala a soma da absorção, emissão espontânea e perdas, obtém-se a condição de transparência, ou seja, o sinal óptico de entrada é igual ao de saída. Assim que a corrente injectada for suficientemente alta para que o efeito de emissão estimulada seja dominante sobre os efeitos de absorção, emissão espontânea e de todas as perdas envolvidas, ocorre a chamada condição de inversão da população. Nesta situação, existe uma maior ocupação de portadores na camada de condução do que na camada de valência, possibilitando o ganho do amplificador.

Em resumo apresentam-se os efeitos lineares e não lineares inerentes aos SOAs:

- **Efeitos lineares:**

- Ganho óptico: Amplificação do sinal óptico de entrada por emissão estimulada.
- Emissão espontânea amplificada (ASE): Amplificação ao longo da região activa dos fótons emitidos espontaneamente.

- **Efeitos não lineares:**

- Auto modulação de fase (SPM): Modulação da fase do sinal de saída devido a variações do índice de refração. Isto deve-se às variações de potência do mesmo sinal.
- Auto modulação de ganho (SGM): Representa a modulação no ganho do sinal devido a variações de potência do sinal de entrada.
- Modulação cruzada de fase (XPM): Representa modulação da fase do sinal de saída devido a variações do índice de refração. Isto deve-se ao facto de as variações de potência de um outro sinal afectar todos os outros.
- Modulação cruzada do ganho (XGM): Modulação do ganho induzido por um sinal que afecta todos os outros sinais.
- Mistura de quatro ondas (FWM): Enquanto que os fenómenos de SPM e XPM originam uma modulação de fase do sinal, no fenómeno de FWM verifica-se a troca de energia em canais com diferentes frequências, originando a geração de novas frequências.
- Rotação da polarização (PR): Efeitos de birrefringência que causam a rotação da polarização à saída do SOA devido a variações de potência do sinal de entrada.

Os SOAs podem ser utilizados para diversas aplicações, como por exemplo para amplificação linear, como modulador, receptor ou conversor de comprimento de onda [17].

O SOA utilizado no projecto do quarto capítulo é da marca CIP (Centre for Integrated Photonics), modelo SOA-NL-OEC-1550. A máxima corrente de polarização é

de 400mA. Para facilitar o controlo de temperatura, tem integrado um elemento *Peltier* e um termístor.

Na Figura 7 é possível ver a ASE do SOA para uma corrente constante de 300mA.

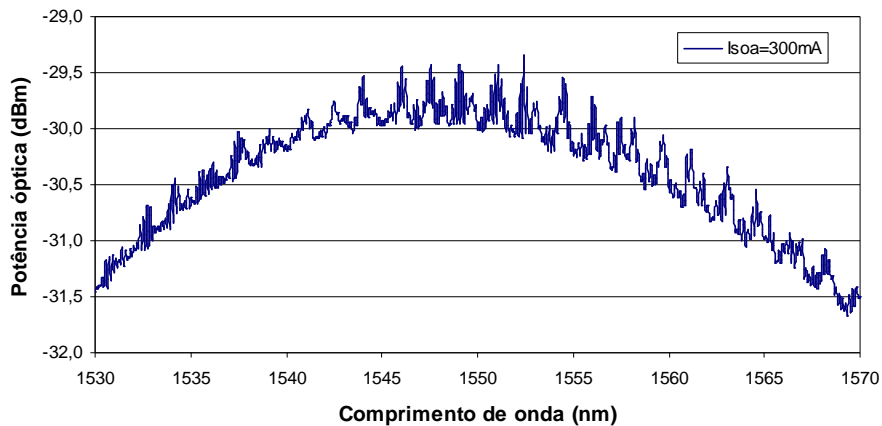


Figura 7 – Espectro do ruído de ASE do SOA para uma corrente de polarização de 300mA

O ganho óptico de um SOA baixa à medida que a potência do sinal óptico de saída excede a potência de saturação de saída. Este limiar de potência é dependente da corrente de polarização (Figura 8). Verificou-se que a potência de saturação de saída do SOA é de, aproximadamente, 6.5dBm e de 10.5dBm para uma corrente de polarização de 250mA e de 350mA, respectivamente. De forma a realçar os efeitos não lineares de SPM e de SGM é necessário garantir que o SOA opere no modo de saturação. Este princípio é particularmente importante para o projecto do capítulo 4.

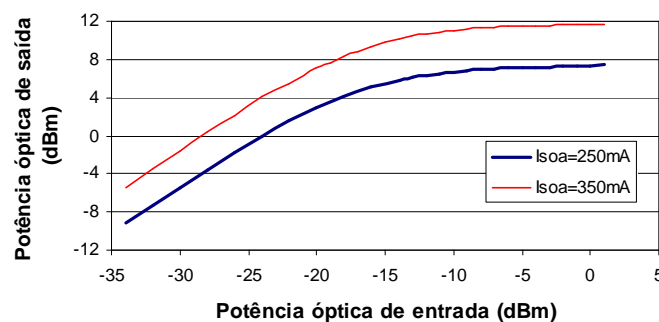


Figura 8 – Potência óptica de saída em função da potência óptica de entrada do SOA

2.4.1 Interferómetro Mach-Zehnder-SOA

Interferometria óptica é o resultado da sobreposição de dois ou mais feixes ópticos numa determinada região do espaço. Esta sobreposição proporciona uma intensidade de radiação cujas características dependem das intensidades, polarizações, frequências e fases dos feixes que geram a interferência.

O interferómetro de Mach-Zehnder (MZI) é composto por um acoplador óptico de entrada, dois guias de onda e um acoplador óptico de saída. O campo óptico é inicialmente dividido, e posteriormente, quando os dois braços se juntam, cria-se um fenómeno de interferência entre os dois campos. Este processo de interferência é construtivo ou destrutivo dependendo, da diferença de fase dos campos provenientes dos dois braços. Os interferómetros que contêm um SOA em cada guia de onda (Figura 9) são designados de interferómetros Mach-Zehnder combinados com amplificadores ópticos semicondutores (MZI-SOA). Este é o tipo de interferómetro utilizado no projecto do terceiro capítulo.

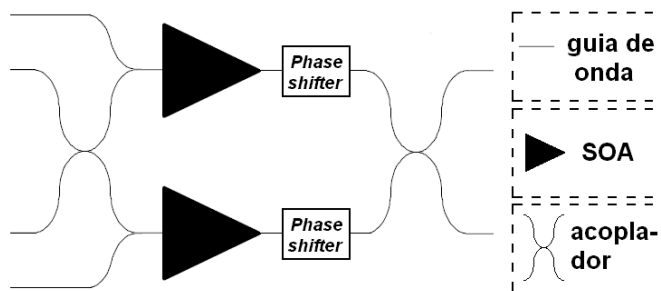


Figura 9 – Estrutura de um MZI-SOA

O MZI-SOA utilizado é da companhia CIP, modelo 40G-2R2-ORP. Contém dois regeneradores ópticos 2R (regeneração e reformatação) no mesmo invólucro e permite regenerar sinais até 40Gb/s de forma transparente à taxa de transmissão e ao protocolo de comunicação. O núcleo deste dispositivo é composto por quatro SOAs nos respectivos braços dos interferómetros. Possui ainda quatro *phase shifters* termo-ópticos independentes, que possibilitam um controlo preciso da fase do sinal nos interferómetros. Suporta uma corrente de polarização máxima em cada SOA de 400mA, e inclui um elemento Peltier de 1A e um termistor com o coeficiente de temperatura negativo (NTC) de 10k Ω a 25°C usado como sensor de temperatura [18]. A estrutura deste MZI-SOA pode ser observada em pormenor na Figura 10.

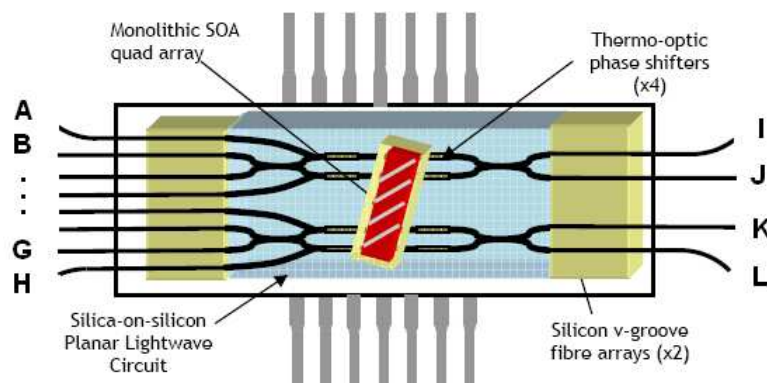
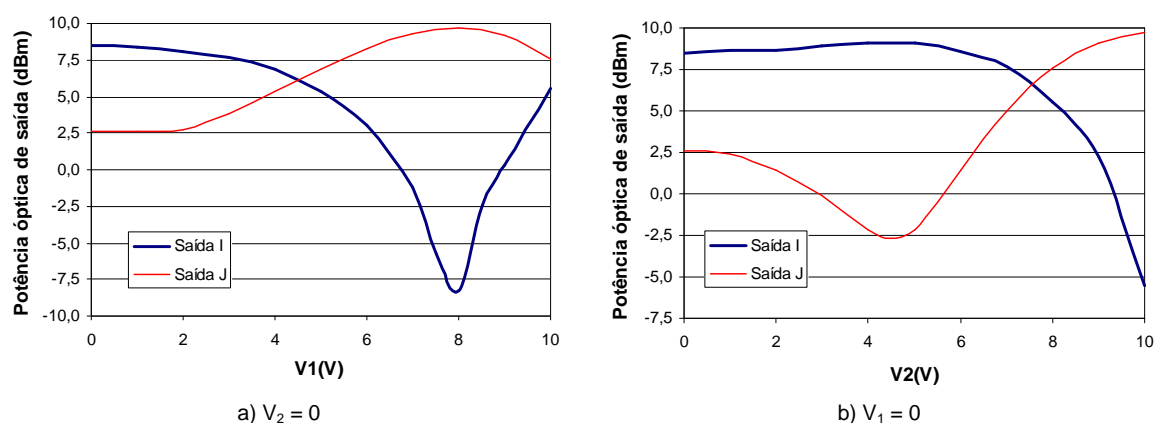


Figura 10 – Estrutura do MZI-SOA utilizado [18]

O sinal óptico em cada braço do interferómetro pode sofrer um desvio de fase provocado pelo respectivo *phase shifter*. Desta forma, é possível intensificar o fenómeno de interferência construtiva ou destrutiva presente no acoplador óptico de saída. Verificou-se a influência dos *phase shifters* no sinal de saída através da variação da tensão aplicada nos mesmos. A Figura 11 a) ilustra a dependência da potência óptica nas duas saídas I e J do MZI-SOA com a tensão aplicada no primeiro *phase shifter* (V_1). Para tal, fixou-se a tensão no segundo *phase shifter* (V_2) a 0V e injectou-se um sinal óptico CW a 1550nm com -10dBm na porta B. O MZI-SOA foi polarizado com 400mA em cada SOA a uma temperatura constante de 25°C. Observou-se um crescimento da interferência destrutiva na saída I com o aumento da tensão até 8V, a partir da qual este efeito comportou-se de forma inversa. A Figura 11 b) mostra o mesmo teste, mas desta vez, com V_1 fixo a 0V e variou-se a tensão V_2 entre 0V e 10V.


 Figura 11 – Potência óptica de saída em função de: a) tensão aplicada no *phase shifter* 1 (V_1) com $V_2=0$ V, b) tensão aplicada no *phase shifter* 2 (V_2) com $V_1=0$ V

A potência de saída também pode ser controlada por intermédio de um sinal óptico se este for injectado num único ramo do MZI-SOA [19]. Para demonstrar este efeito injectou-se um sinal de controlo CW ($\lambda_1=1547.45nm$) na entrada A do MZI-SOA e um sinal CW ($\lambda_2=1550nm$) com $-10dBm$ na entrada B. O gráfico da Figura 12 ilustra a potência do sinal λ_2 na saída I. As tensões nos *phase shifters* foram fixadas a 8V e 2V respectivamente, o que origina uma máxima interferência destrutiva na ausência de sinal de controlo. O aumento da potência do sinal de controlo produz um desvio de fase no SOA que, por sua vez, afecta o sinal λ_2 . Deste modo, a interferência destrutiva presente no acoplador de saída passa a ser construtiva o que origina um aumento da potência de saída do sinal λ_2 . Obteve-se uma razão de extinção da potência de saída de $16dB$.

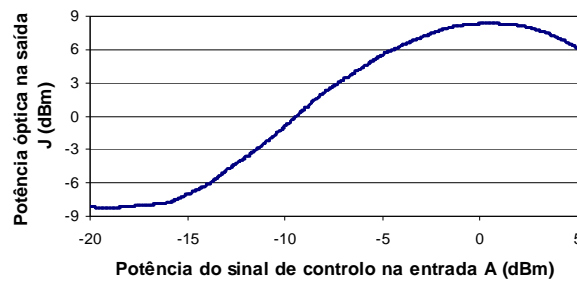


Figura 12 – Potência óptica na saída I em função da potência óptica na entrada A para $V_1=8V$ e $V_2=2V$

Os MZI-SOAs são usualmente utilizados para regeneração, conversão de comprimento de onda e comutação de sinais ópticos [5][20].

2.5 Conclusões

Neste capítulo, foram apresentados de uma forma sintética os componentes optoelectrónicos utilizados nos dois projectos envolvidos nesta dissertação.

Caracterizou-se o laser utilizado, obtendo-se a potência óptica em função da corrente de polarização e verificou-se o efeito da temperatura no espectro de emissão.

Verificou-se que o ganho de um SOA depende da corrente de polarização e este diminui quando a potência do sinal de saída excede a potência de saturação de saída.

Observou-se a dependência do efeito interferométrico num MZI-SOA com a fase dos sinais ópticos.

Capítulo 3

Controlo de um sistema comutador integralmente óptico

3.1 Introdução

A demanda pela largura de banda nos sistemas de comunicação tem levado ao desenvolvimento de sistemas de alto débito, porém, a fibra óptica, como canal de transmissão, tem revelado ser capaz de satisfazer a evolução das comunicações, apesar de o processamento da informação estar de certa forma limitado pelos circuitos eléctricos. Os sistemas de processamento integralmente óptico oferecem soluções atractivas em termos de ritmo de transmissão e em termos de custo. Isto é possível, uma vez que todo o processamento de informação de alto ritmo é feito no domínio óptico.

Este capítulo descreve o projecto do controlo de um sistema comutador integralmente óptico. O comutador é composto por dois regeneradores ópticos baseados em amplificadores ópticos semicondutores numa configuração como interferómetros de Mach-Zehnder.

O controlo electrónico necessário para implementar esta solução é relativamente simples, necessitando apenas de fontes de corrente constante, fontes de tensão contínua e de controladores de temperatura. No entanto, um controlador deste tipo deve evidenciar como principais características a viabilidade do sistema e segurança dos dispositivos ópticos. Este projecto representa uma solução simples e de fácil implementação, concentrando o custo final do protótipo nos dispositivos ópticos.

Neste capítulo são apresentados os processos de desenvolvimento e implementação de um protótipo funcional.

3.2 Princípio de funcionamento

No âmbito do projecto ConPAC, foi desenvolvido um comutador de pacotes inteiramente no domínio óptico. O funcionamento deste sistema, de duas entradas e duas saídas, pode ser dividido em cinco fases: separação entre cabeçalho e pacote, correlação do cabeçalho, prolongamento do cabeçalho, comutação e, por fim, detecção e resolução de colisões (conversor de comprimento de onda) [3] (Figura 13). O controlador descrito neste capítulo está incluído na fase de comutação (*switching stage*). Porém, também poderá ser aplicado na fase de detecção e resolução de colisões, uma vez que esta fase contém os mesmos dispositivos ópticos.

O comutador propriamente dito é composto por duas estruturas de interferómetro Mach-Zehnder combinadas com amplificadores ópticos semicondutores (MZI-SOA). Cada estrutura corresponde a uma entrada do comutador e esta decide se o respectivo sinal deve seguir em frente ou cruzar no comutador.

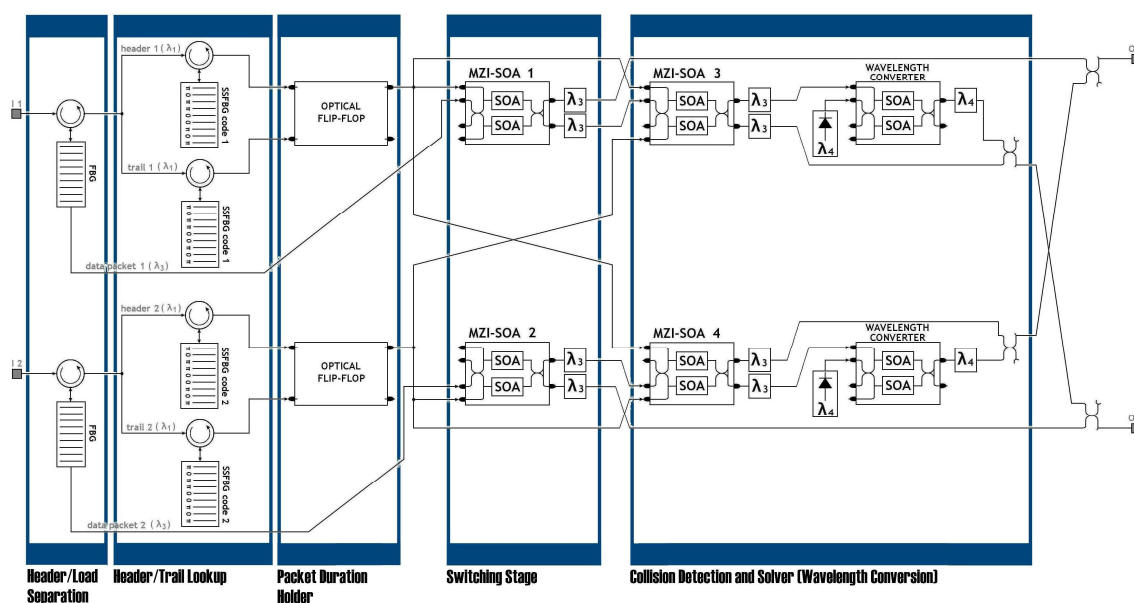


Figura 13 – Diagrama de blocos do *router* óptico [4]

O princípio de funcionamento dos MZI-SOAs é baseado numa não linearidade conhecida como modulação cruzada de fase (XPM). O interferómetro converte a modulação de fase em modulação de amplitude. Cada MZI-SOA recebe os sinais referentes ao cabeçalho e ao pacote já separados anteriormente. Se tiver havido correlação do cabeçalho, o sinal de controlo, gerado na fase anterior ao comutador, é

injectado em apenas um dos ramos do interferómetro, saturando o SOA referente a esse ramo. Deste modo, o pacote que é injectado em ambos os ramos do MZI-SOA vai sofrer rotações de fase diferentes, induzidas pelo SOA de cada ramo. No acoplador de saída do interferómetro, os sinais provenientes dos dois ramos têm uma diferença de fase de 90° e o próprio acoplador introduz um desfasamento de 90° no sinal que o cruza. Assim, numa das saídas do acoplador, o desfasamento é de 180° e, portanto, os sinais dos dois ramos anulam-se. Na outra saída do acoplador, o desfasamento é nulo e os sinais somam-se. Esta situação leva a que o pacote siga em frente, ou seja, se este pacote incidir na primeira entrada, então também sai na primeira saída do sistema (Figura 14).

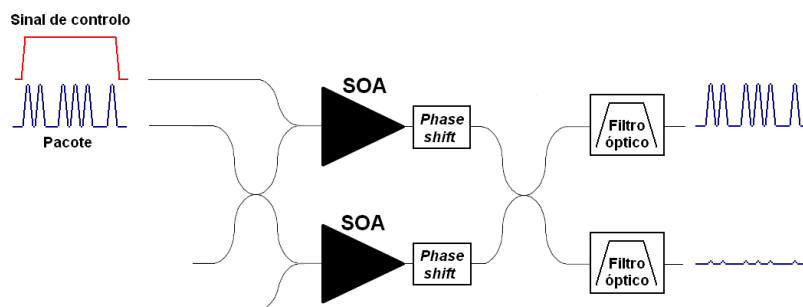


Figura 14 – Comutação do sinal óptico quando existe correlação do cabeçalho

Quando não há correlação do cabeçalho, não há também sinal gerado na fase de prolongamento do cabeçalho. Tal situação corresponde a um '0' lógico. Consequentemente, o pacote vai sofrer o mesmo ganho e rotação de fase nos dois ramos do interferómetro. Os dois sinais chegam ao acoplador de saída com um desfasamento de 90° induzido apenas pelo acoplador de entrada. Assim, no acoplador de saída, os sinais dos dois ramos são acoplados de maneira inversa à do caso onde houve correlação. Deste modo, onde havia um desfasamento de 180° , deixa de haver diferença de fase e onde não havia desfasamento, passa a haver uma diferença de fase de 180° . Esta situação corresponde ao pacote cruzar no comutador, ou seja, se o sinal incidir na primeira entrada, então saí na segunda saída (Figura 15).

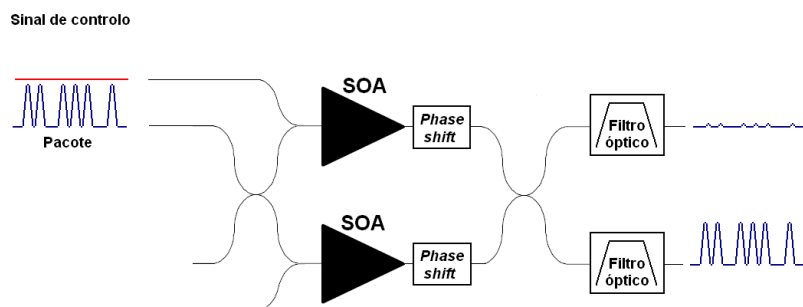


Figura 15 – Comutação do sinal óptico quando não existe correlação do cabeçalho

3.3 Requisitos e especificações do sistema

Os requisitos e especificações apresentados seguidamente estavam predefinidos no projecto. O sistema deverá permitir ao utilizador controlar individualmente a corrente de cada SOA, a tensão de cada *phase shifter* e a temperatura do MZI-SOA.

O MZI-SOA utilizado é o modelo 40G-2R2-ORP da CIP. O núcleo deste dispositivo contém quatro SOAs que suportam uma corrente de polarização máxima em cada um deles de 400mA. Possui ainda quatro *phase shifters* termo-ópticos que são polarizados por uma tensão contínua não superior a 10V e que consomem no máximo 100mA. A temperatura típica de funcionamento é 25°C mas pode funcionar na gama de 15°C a 35°C. A corrente máxima aplicada ao elemento *Peltier*, ou TEC (*Thermoelectric Cooler*), é de 1A e o termistor é do tipo NTC com valor nominal de 10kΩ a 25°C.

Além de todas as especificações referidas anteriormente, o sistema deverá ainda ser robusto, seguro, fácil de utilizar e de baixo custo.

A seguinte tabela resume as principais especificações do sistema:

Tabela 1 – Especificações do sistema

Dispositivo	Parâmetro	Gama de operação	Resolução	Unidades
4x SOA	Corrente de polarização	0 a 400	0.5	mA
	Temperatura	15 a 35	0.1	°C
	Corrente do TEC	0 a 1000	1	mA
4x <i>Phase Shifter</i>	Tensão aplicada	0 a 10	0.1	V

3.4 Projecto de um circuito de controlo

O núcleo do controlador é composto por um microcontrolador de 8-bit da Microchip e este é responsável por controlar e monitorizar todos os módulos adjacentes. O diagrama de blocos do controlador está ilustrado na Figura 16.

O sistema contém todas as fontes de corrente e de tensão necessárias para o funcionamento do dispositivo óptico MZI-SOA. Inclui ainda um interface do utilizador composto por um teclado, um LCD e dois LEDs, que permite configurar e informar o estado de todos os módulos de controlo.

As fontes de corrente e de tensão são baseadas em reguladores lineares constituídos por circuitos analógicos. Estas fontes, regulam as variáveis de saída para um determinado ponto de funcionamento definido por um sinal analógico. Os pontos de funcionamento podem ser constantes e, neste caso, definidos pelo utilizador, ou variáveis no caso de controlo digital em malha fechada. Enquanto que os sinais analógicos de controlo derivam de conversores digital-analógico (DACs), as principais variáveis analógicas do sistema são amostradas por um conversor analógico-digital (ADC). Assim, é possível desenvolver um circuito em malha fechada com controlo digital. Cada fonte é dimensionada para atender às especificações exigidas.

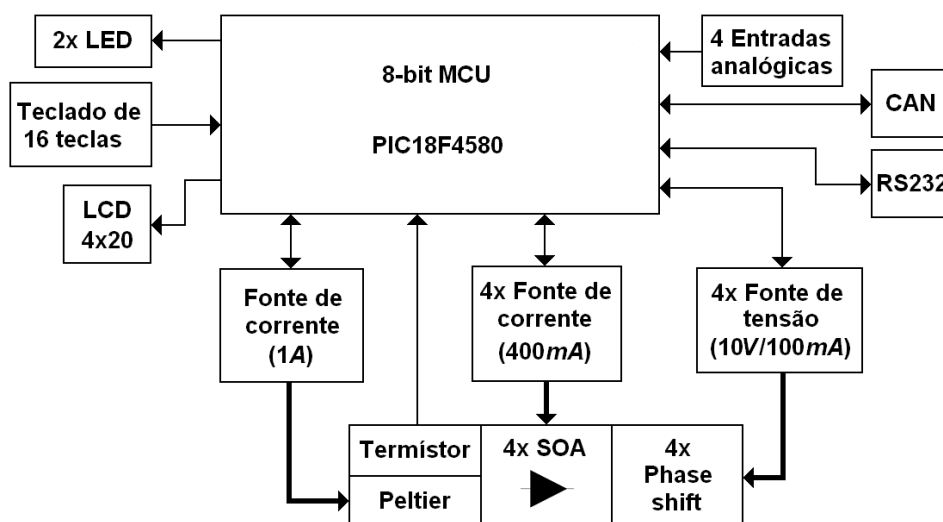


Figura 16 – Diagrama de blocos do controlador

A comunicação CAN (*Controller area network*), apesar de incluída, não é necessária, podendo, no entanto, ser utilizada numa futura expansão. O módulo de comunicação RS232 é usado unicamente para programação do respectivo microcontrolador.

A Figura 17 ilustra o diagrama de blocos do sistema de controlo em malha fechada da regulação das fontes de corrente dos SOAs e do TEC. O sistema contém uma entrada e uma saída que corresponde ao ponto de funcionamento e à corrente de saída, respectivamente. A tensão gerada no sensor resistivo é subtraída ao ponto de funcionamento e o resultado é o sinal de erro, que, depois de integrado, controla o circuito de *driver* de saída. A corrente de saída é regulada para um determinado valor até que a tensão do sinal de erro se anule. A partir deste instante, a corrente de saída passa a ser constante.

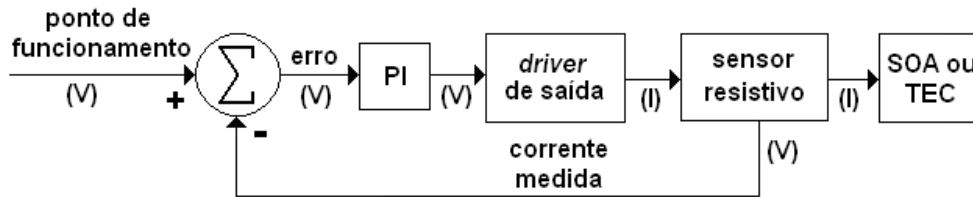


Figura 17 – Diagrama de blocos do sistema de controlo em malha fechada das fontes de corrente

Para que o sistema possa corrigir os desvios da temperatura no MZI-SOA é necessário um controlo em malha fechada. Um método adequado ao controlo da temperatura é através de um controlador proporcional-integral-derivativo (PID), que permite alcançar óptimos resultados na resposta da correcção do sistema. Porém, é preciso afinar o controlador e esta acção pode-se tornar muito morosa, pois existem várias variáveis a ajustar e todas dependem entre si. As principais variáveis a ajustar no controlador são o período de amostragem (ou execução) e os vários ganhos: proporcional, integral e derivativo.

O sistema de controlo da temperatura do SOA possui a variável de entrada no domínio digital e a variável de saída no domínio analógico. O diagrama de blocos pode ser visto na Figura 18. O valor da temperatura do MZI-SOA é convertida numa tensão por um termistor cujo resultado é amostrado por um ADC de 12-bit. A diferença entre o valor do ponto de funcionamento, também de 12-bit, e o valor devolvido pelo ADC corresponde ao erro que precisa de ser corrigido pelo controlador. Este erro é processado pelo controlador PID e o resultado final é aplicado num DAC cuja tensão de saída define uma corrente constante no TEC. Esta corrente é gerada por intermédio de uma fonte de corrente igual à descrita anteriormente.

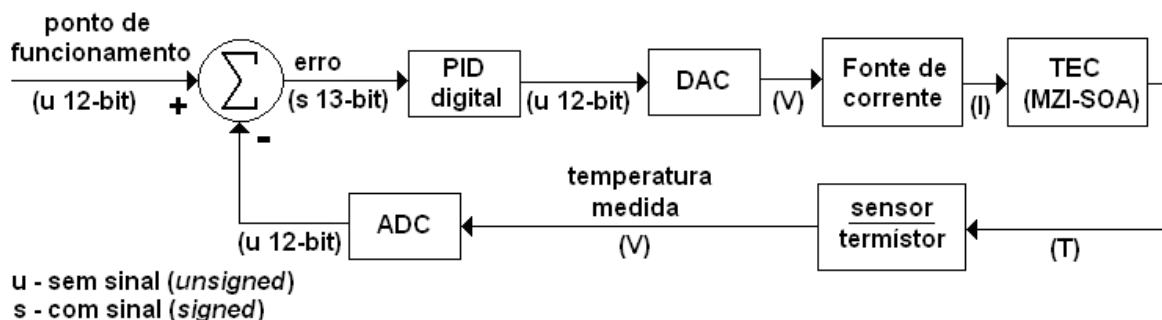


Figura 18 – Diagrama de blocos do sistema de controlo em malha fechada da temperatura do MZI-SOA

As fontes de tensão são reguladas em malha fechada através de um circuito puramente analógico. O princípio de funcionamento deste sistema está ilustrado no diagrama de blocos da Figura 19. A entrada do controlador corresponde ao ponto de funcionamento que define a amplitude da tensão de saída. A diferença entre este sinal e a variável de saída é corrigida por um amplificador operacional que actua directamente sobre o *driver* de saída.

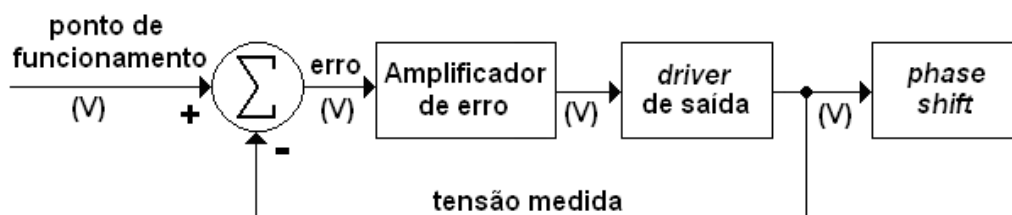


Figura 19 – Diagrama de blocos do sistema de controlo em malha fechada das fontes de tensão dos *phase shifters*

3.4.1 Hardware

Esta secção descreve em detalhe os principais módulos de controlo do sistema. Os esquemas apresentados incluem os componentes principais e omitem os condensadores de desacoplamento da alimentação. É de referir que os componentes aqui apresentados têm nomes diferentes dos componentes correspondentes no circuito final. Para identificação dos componentes no circuito final terá que ser consultado o respectivo esquema completo.

A secção 3.4.1.5 contém mais informação sobre os componentes não referidos nas secções seguintes e, também, inclui algumas notas sobre a interligação dos vários blocos no circuito final. O esquema completo do controlador encontra-se no apêndice A.

3.4.1.1 Fontes de corrente para o MZI-SOA

Dada a necessidade de obter uma fonte de corrente que tivesse uma das saídas ligada à massa, optou-se pelo dimensionamento de uma fonte segundo o esquema eléctrico da Figura 20. Este circuito permite converter uma tensão de controlo numa corrente de saída.

A diferença entre a tensão de controlo, proveniente de um DAC, com a tensão de saída do amplificador de instrumentação U_2 é integrada pelo amplificador operacional (ampop) U_{1A} . O resultado corresponde à corrente de polarização do transístor Q_1 . A corrente fornecida por este transístor é injectada no SOA e o seu valor é medido por intermédio da resistência R_1 . A tensão nos terminais desta resistência é amplificada por U_2 e representa a corrente de saída da fonte. Este sinal permite não só fechar a malha de realimentação da fonte através do ampop integrador (U_{1A}), mas também permite ao microcontrolador monitorizar o valor da corrente de saída. Para isso, o sinal antes de ser amostrado por um ADC passa por um filtro de topologia Sallen-Key do tipo Butterworth passa-baixo de 2º ordem, composto pelo circuito à volta do ampop U_{1B} . Este filtro activo com a frequência de corte a 1kHz e ganho de 1V/V retira ao sinal as suas componentes de alta frequência não desejáveis. O filtro foi desenhado através do software “FilterLab v2.0” da Microchip.

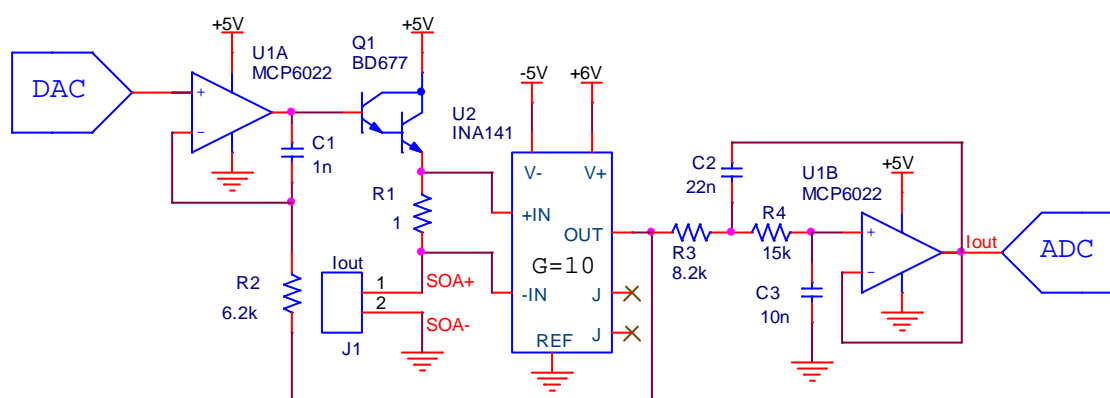


Figura 20 – Fonte de corrente dos SOAs

O ampop U_{1A} está configurado como um integrador de constante de tempo igual a $R_2 \cdot C_1$ e é responsável por regular a corrente de saída para o valor pretendido. Este método, proporcional-integral (PI), permite uma resposta mais suave na estabilização do circuito [21].

A fonte irá regular a corrente de saída até que o valor do sinal de saída de U_2 seja igual ao valor da tensão de controlo. Para garantir o bom funcionamento da fonte é necessário resolver o compromisso entre o ganho do amplificador U_2 e o valor de R_1 . Optou-se pelo valor de 1Ω para R_1 e um ganho de 10 para o amplificador U_2 . Assim, uma tensão de controlo de 4V corresponde a uma corrente de saída de 400mA. O valor da corrente de saída é proporcional à tensão de saída do DAC segundo a equação (3.1).

$$I_{out} = \frac{V_{in}}{G_{U2} * R_1} = \frac{V_{in}}{10 * 1} = \frac{V_{in}}{10}, \text{ com } V_{in} \leq 4V \quad (3.1)$$

onde V_{in} é a tensão de controlo.

Como a tensão de referência do DAC é de 4.096V é necessário limitar por *software* o valor máximo escrito no mesmo para que a sua tensão de saída seja igual ou inferior a 4V.

A resolução obtida com esta fonte de corrente é igual a 0.1mA/bit, conforme obtido através do seguinte cálculo:

$$res_{I_{out}} = \frac{res_{V_{in}}}{10} = \frac{2^{res_{DAC}}}{10} = \frac{4.096}{10} = 0.1mA/bit, \text{ com } res_{V_{in}} = \frac{V_{ref}}{2^{res_{DAC}}}$$

onde res_{DAC} é a resolução do DAC (12-bit).

O transístor Q_1 é do tipo Darlington e possui um elevado ganho de corrente (>750 [22]) o que permite que seja polarizado directamente pelo ampop MCP6022.

O colector do transístor Q_1 deverá estar a um potencial eléctrico superior a:

$$V_{C(Q1)min} = V_{SOAmax} + I_{OUTmax} * R_1 + V_{CEsat(Q1)} = 3 + 0.4 * 1 + 0.8 = 4.2V, \text{ com } V_{SOAmax} = 3V$$

onde $V_{CEsat(Q1)}$ é igual a 0.8V [22]. O valor escolhido é de 5V.

Para calcular a potência máxima dissipada pelo transístor é necessário determinar para que valor de corrente de saída esta situação acontece. Contudo, este ponto depende fortemente do tipo de carga [23]. Esse ponto pode ser determinado por intermédio do PSpice através da simulação do andar de saída. O circuito simulado é composto pelo transístor Q_1 , pelo sensor resistivo R_1 e pela carga. Por falta de um modelo eléctrico do SOA, a carga simulada resumiu-se a dois díodos 1N4001 em série. Verificou-se que a potência dissipada é máxima quando a corrente de saída também é máxima (400mA). Logo, a potência máxima dissipada por Q_1 é:

$$P_{D(Q1)max} = (V_{C(Q1)} - (I_{out} * R_1 + V_{SOA})) * I_{out} = (5 - (0.4 * 1 + 2.2)) * 0.4 = 1W \quad (3.2)$$

O valor da queda de tensão no SOA (V_{SOA}) para este ponto foi medido experimentalmente. A potência obtida de 1W é bastante inferior ao máximo permissível (40W), contudo é necessário utilizar um dissipador de calor, embora o seu dimensionamento possa ser feito de forma empírica.

3.4.1.2 Módulo de controlo de temperatura para o MZI-SOA

O módulo de controlo de temperatura é composto, basicamente, pelo circuito de acondicionamento de sinal do termístor (Figura 21), pelo controlador PID digital implementado por um microcontrolador e por uma fonte de corrente para o elemento Peltier.

Uma vez que os amplificadores ópticos aquecerem com o consumo de corrente é possível controlar a temperatura do dispositivo com o TEC só no modo de arrefecimento. Assim, basta polarizar o TEC com uma fonte de corrente unipolar como a apresentada na secção anterior.

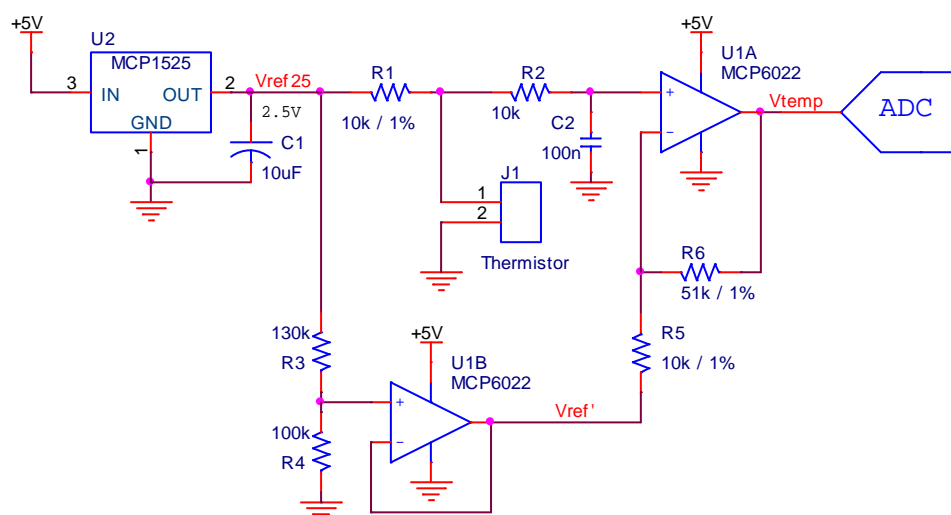


Figura 21 – Circuito de acondicionamento de sinal do termístor

O termístor está ligado a uma tensão de referência de 2.5V, proveniente do circuito integrado MCP1525 da Microchip, em série com uma resistência de precisão (R_1). Esta resistência, juntamente com o termístor, cria um divisor de tensão, cuja tensão de saída representa a temperatura actual do SOA. Este sinal passa por um filtro passa-baixo RC de 1º ordem com uma frequência de corte de 160Hz, aproximadamente. O amplificador operacional U_{1A} adapta o sinal numa gama mais apropriada antes de ser amostrado pelo ADC. O ampop U_{1B} permite gerar a tensão de referência (V_{ref}') necessária para a operação anterior, sendo esta obtida através da seguinte equação:

$$V_{ref}' = V_{ref25} \frac{R_4}{R_3 + R_4} = 2.5 \frac{100 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3 + 130 \cdot 10^3} \approx 1.087V, \text{ com } V_{ref25} = 2.5V$$

A resistência R_1 deve ter um valor igual à resistência do termistor à temperatura a meia escala da gama de interesse [23]. Ou seja, deve ser $10k\Omega$, pois é o valor do termistor a 25°C . Isto cria uma resposta quase linear na gama limitada entre 15°C e 35°C , onde o erro a 25°C é mínimo e próximo de zero. A resposta do circuito não é perfeitamente linear devido à resposta não linear do próprio termistor do MZI-SOA. Como não é conhecida a curva característica da resposta do termistor em questão, utilizaram-se os valores do termistor de referência 10K3A1 da BetaTHERM [24]. A equação da resistência do termistor em função da temperatura pode ser aproximada, para a gama em questão, por uma função polinomial de 2º ordem (equação (3.3)). Obteve-se esta função por intermédio de uma regressão polinomial dos pontos tabelados do termistor de referência.

$$R_{term} = 11.253 * T^2 - 1018.8 * T + 28432 \text{ } [\Omega] , \text{ com } 15^\circ\text{C} \leq T \leq 35^\circ\text{C} \quad (3.3)$$

com a temperatura (T) em $^\circ\text{C}$.

A tensão nos terminais do termistor (V_{term}) é obtida a partir da equação de um divisor resistivo:

$$V_{term} = \frac{R_{term}}{R_{term} + R_1} * V_{ref25} = \frac{R_{term}}{R_{term} + 10 * 10^3} * 2.5 \text{ } [V] \quad (3.4)$$

A tensão amostrada pelo ADC (V_{temp}) pode ser calculada pela seguinte equação:

$$V_{temp} = \frac{(R_5 + R_6) * V_{term} - R_6 * V_{ref}}{R_5} = \frac{(10 * 10^3 + 51 * 10^3) * V_{term} - 51 * 10^3 * 1.087}{10 * 10^3} \Leftrightarrow \quad (3.5)$$

$$\Leftrightarrow V_{temp} \approx 6.1 * V_{term} - 5.544 \text{ } [V]$$

Para uma temperatura mínima de 15°C e máxima de 35°C , obtém-se uma gama de tensões nos terminais do termistor entre 1.528V e 0.988V , respectivamente. Isto, corresponde a uma gama de 3.775V a 0.480V no sinal V_{temp} . A tensão obtida é inversamente proporcional à temperatura, devido ao termistor ser do tipo NTC e deste se encontrar no ramo inferior do divisor resistivo.

A temperatura é medida com uma resolução de 0.006°C por cada bit menos significativo, de acordo com o cálculo seguinte:

$$res_T = \frac{res_{V_{ADC}} * |\Delta T|}{|\Delta V|} = \frac{\frac{V_{ref}}{2^{res_{ADC}}} * |T_{max} - T_{min}|}{|V_{T_{max}} - V_{T_{min}}|} = \frac{\frac{4.096}{2^{12}} * |35 - 15|}{|0.480 - 3.775|} = 0.006^\circ\text{C} / \text{bit}$$

onde:

$$res_{V_{ADC}} = \frac{V_{ref}}{2^{res_{ADC}}}$$

sendo res_{ADC} a resolução do ADC (12-bit).

A fonte de corrente do TEC é análoga às fontes de corrente dos SOAs (Figura 20), com a excepção da resistência R_1 que é de 0.4Ω . Esta fonte polariza o TEC com uma corrente máxima de 1A, para uma tensão de controlo de 4V. O valor da corrente de saída é dada pela seguinte equação:

$$I_{out} = \frac{V_{in}}{G_{U2} * R_1} = \frac{V_{in}}{10 * 0.4} = \frac{V_{in}}{4}, \text{ com } V_{in} \leq 4V \quad (3.6)$$

onde V_{in} é a tensão de controlo.

Nesta situação, a resolução obtida com a fonte de corrente é de:

$$res_{I_{out}} = \frac{res_{V_{in}}}{4} = \frac{\frac{V_{ref}}{2^{res_{DAC}}}}{4} = \frac{4.096}{4} = 0.25mA / bit, \text{ com } res_{V_{in}} = \frac{V_{ref}}{2^{res_{DAC}}}$$

onde res_{DAC} é a resolução do DAC (12-bit).

Para um potencial eléctrico no colector do transístor Q_1 de 5V e para uma corrente de saída de 1A, obtém-se uma tensão máxima no TEC de:

$$V_{TECmax} = V_{c(Q1)} - I_{OUTmax} * R_1 - V_{CEsat(Q1)} = 5 - 1 * 0.4 - 0.92 = 3.68V$$

onde $V_{CEsat(Q1)}$ é igual a 0.92V [22]. Por falta de informação relativa ao elemento Peltier, verificou-se experimentalmente que a tensão nos terminais do mesmo é de 2.8V para uma corrente de 1A, logo, o valor máximo de tensão da fonte é suficiente.

A potência máxima dissipada pelo transístor Q_1 para a pior situação possível, ou seja, para a máxima corrente de saída é:

$$P_{D(Q1)max} = (V_{c(Q1)} - (I_{out} * R_1 + V_{TEC})) * I_{out} = (5 - (1 * 0.4 + 2.8)) * 1 \approx 1.8W \quad (3.7)$$

Novamente, a potência obtida (1.8W) é bastante inferior ao máximo permissível (40W), porém é necessário utilizar um dissipador de calor, mesmo que o seu dimensionamento possa ser feito de forma empírica.

3.4.1.3 Fontes de tensão para os *Phase Shifters* do MZI-SOA

A função destas fontes é fornecer uma tensão contínua aos quatro *phase shifters*. O circuito desenvolvido (Figura 22) baseia-se num ampop seguidor de tensão. O ampop U_{1A} compara uma fracção da tensão de saída com a tensão de controlo (V_{in}), que, por sua vez, controla o andar de saída da fonte. O sinal da tensão de controlo é proveniente de um DAC e o andar de saída da fonte é constituído por um transistor NPN. A fracção da tensão de saída é obtida por intermédio de um divisor resistivo composto por R_3 e R_4 , e o seu valor é amostrado por um ADC para monitorização por parte do microcontrolador.

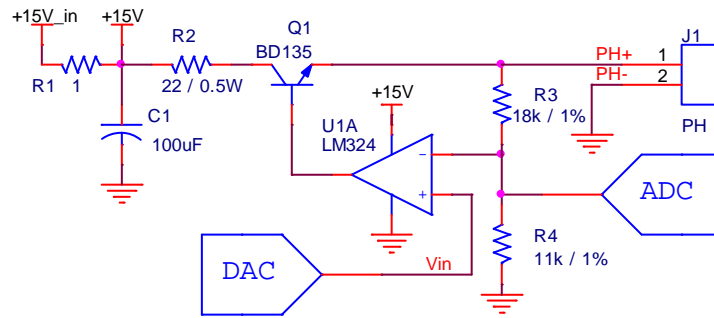


Figura 22 – Fonte de tensão dos *phase shifters*

A tensão de alimentação de 15V passa por um filtro passa-baixo RC com frequência de corte de 1.6kHz, que retira as componentes de alta frequência da linha de alimentação e este filtro é partilhado pelas quatro fontes de tensão. A resistência R_2 limita a corrente da fonte em caso de curto circuito na saída.

A tensão mínima entre o colector e o emissor de Q1 é de:

$$V_{CEmin(Q_1)} = V_{power} - (4 * R_1 + R_2) * I_{out} - V_{OUT} = 15 - (4 * 1 + 22) * 0.1 - 10 = 2.4V, \text{ com } V_{power} = 15V$$

Este valor é aceitável, pois é superior à tensão de saturação V_{CE} referida no respectivo data sheet [25].

A tensão de saída da fonte é dada pela seguinte equação:

$$V_{out} = \frac{R_3 + R_4}{R_4} * V_{in} = \frac{18 + 11}{11} * V_{in} = \frac{29}{11} * V_{in} [V], \text{ com } V_{in} \leq 3.793V \quad (3.8)$$

onde V_{in} é a tensão de controlo.

A resolução obtida com esta fonte de tensão pode ser obtida da seguinte forma:

$$res_{I_{out}} = res_{V_{control}} * \frac{29}{11} = \frac{V_{ref}}{2^{res_{DAC}}} * \frac{29}{11} = \frac{4.096}{2^{12}} * \frac{29}{11} \approx 2.6mV / bit, \text{ com } res_{V_{control}} = \frac{V_{ref}}{2^{res_{DAC}}}$$

onde res_{DAC} é a resolução do DAC (12-bit).

A potência máxima dissipada pelo transistor Q_1 é de $0.24W$, conforme mostra o seguinte cálculo:

$$P_{D(Q_1)max} = V_{CEmin(Q_1)} * I_{out} = 2.4 * 0.1 \approx 0.24W$$

Este valor é aceitável pois é muito inferior ao máximo permissível ($8W$).

3.4.1.4 Unidade de controlo digital

A unidade de controlo digital é constituída pelo microcontrolador PIC18F4580 da Microchip. Este é responsável por todo o controlo digital do sistema, nomeadamente, a implementação do controlador PID do módulo de controlo da temperatura, e ainda, a escrita nos DACs, a leitura dos valores amostrados pelo ADC para verificação dos limites das variáveis analógicas do sistema e, finalmente, pelo interface ao utilizador.

O microcontrolador possui vários módulos internos de comunicação e os utilizados são o interface de periféricos série (SPI) e o interface de comunicação série (SCI). O módulo SPI permite a comunicação para os DACs, o ADC e os amplificadores de ganho programável (PGAs), enquanto o modulo SCI permite a comunicação por RS232 através de um *driver* externo. A comunicação RS232 é usada unicamente para programação do microcontrolador através de um computador pessoal.

O microcontrolador dispõe ainda de um módulo de comunicação *controller area network* (CAN), porém não será usado neste projecto e, portanto, ficará para uma futura expansão.

As instruções do código de máquina são executadas a um ritmo de 10MIPS (milhões de instruções por segundo), pois apesar do cristal ser de 10MHz, o microcontrolador dispõe de um multiplicador de frequência PLL (*phase-locked loop*) que multiplica por quatro vezes o sinal de relógio.

3.4.1.5 Circuito final

O circuito final contém os vários circuitos apresentados nas secções anteriores e, inclui ainda, os reguladores lineares de alimentação, os PGAs, o teclado e o LCD. É composto por cinco fontes de corrente e quatro fontes de tensão. O circuito final pode ser consultado no apêndice A.

Devido ao elevado número de entradas analógicas, optou-se pela aplicação de multiplexadores, deste modo, as variáveis são amostradas por um único ADC. A utilização de PGAs, como o circuito integrado MCP6S28 da Microchip, neste tipo de aplicações permite aliar um multiplexador analógico com um amplificador de ganho programável. Deste modo, é possível diminuir a complexidade de um circuito e o erro na medição de sinais eléctricos. A principal vantagem de um amplificador de ganho programável é permitir amplificar os sinais quando estes têm uma baixa amplitude. A selecção do canal de entrada e do ganho do ampop interno é feita por intermédio da comunicação SPI. O diagrama de blocos do MCP6S28 está ilustrado na Figura 23. Este PGA possui 8 entradas analógicas e um ganho programável de 1, 2, 4, 5, 8, 10, 16 ou 32 [V/V].

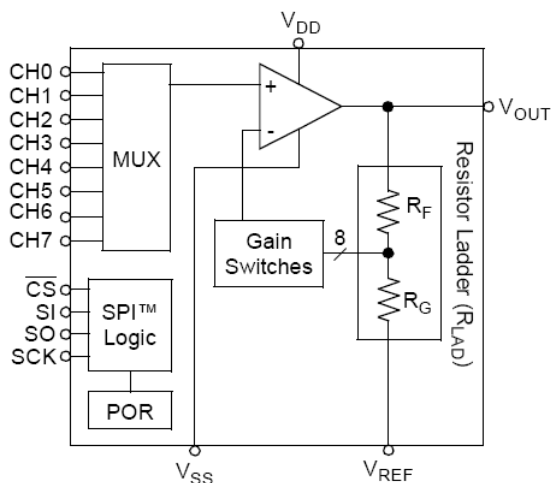


Figura 23 – Diagrama de blocos do MCP6S28 [26]

Como são necessárias dez entradas analógicas, optou-se por usar dois PGAs e ligar a saída de um numa das entradas do outro, assim, é possível obter quinze entradas. Uma entrada serve para monitorização da tensão de alimentação do sistema (5V) e as outras quatro ficam de reserva para uma futura utilização.

Os sinais analógicos são amostrados por um ADC de 12-bit, modelo MAX189 da Maxim. O DAC utilizado para controlo das fontes de tensão e de corrente é o MAX5307 da Maxim, possui 8 canais de saída e tem 12-bit de resolução. A corrente do TEC é definida por intermédio de um DAC de um único canal, modelo MCP4921 da Microchip e também possui 12-bit de resolução. A tensão de referência de 4.096V do ADC e dos DACs deriva do circuito integrado MCP1541 da Microchip.

O interface do utilizador inclui dois LEDs e um LCD de quatro linhas por vinte colunas, onde é transmitida toda a informação, e um teclado de dezasseis botões para selecção e introdução de valores.

3.4.2 Implementação do circuito

A implementação do circuito consistiu em várias etapas, nomeadamente, o desenho das placas de circuito impresso (PCBs), a soldadura e montagem dos componentes e por fim os testes.

O protótipo é composto por três PCBs, uma com as fichas para conexão ao MZI-SOA, outra com as cinco fontes de corrente e a última com o restante circuito.

O MZI-SOA é montado numa PCB que contém os respectivos suportes e sobre um dissipador de calor. A caixa do protótipo inclui uma ventoinha de circulação de ar direccionada para o dissipador do MZI-SOA.

A ligação do teclado, dos LEDs e do LCD à PCB é feita por intermédio de cabos com fichas, pois só assim seria possível instalar estes componentes no painel da caixa do protótipo.

3.4.3 Testes experimentais do circuito implementado

O primeiro teste consistiu em ligar cargas em todas as fontes com o sistema configurado para os máximos valores de corrente e tensão de saída. As cargas utilizadas foram constituídas por resistências e díodos de potência. O circuito esteve ligado durante dezenas de horas e não se detectou nenhuma variação das correntes e tensões de saída, nem nenhum sobreaquecimento do sistema.

Os testes apresentados nas seguintes secções foram efectuados de forma individual a cada um dos módulos constituintes. São descritas as equações teóricas de entrada (leitura) e saída (escrita) de cada variável controlada. Os testes efectuados permitiram verificar o funcionamento dos módulos. Finalmente, são apresentados os resultados e os respectivos erros associados.

3.4.3.1 Teste das fontes de corrente para o MZI-SOA

A corrente de saída é proporcional à tensão de saída do DAC segundo a equação (3.1) e esta tensão deve ser inferior a 4V. Como a resolução do DAC é de 12-bit e a sua tensão de referência de 4.096V, a relação entre a corrente de saída com o valor escrito no DAC é a seguinte:

$$I_{out} = \frac{Valor_{DAC} * 4.096}{4096 * 10} , \text{ com } Valor_{DAC} \leq 4000 \quad (3.9)$$

O valor da corrente de saída é amostrado por um ADC de 12-bit de resolução e também com 4.096V de tensão de referência. Assim, o valor devolvido pelo ADC depende da corrente de saída segundo a equação (3.10).

$$Valor_{ADC} = \frac{I_{out} * 4096 * 10}{4.096} , \text{ com } I_{out} \leq 400mA \quad (3.10)$$

Os valores devolvidos pelo DAC devem ser iguais ou inferiores a 4000.

O seguinte teste consistiu na medição da corrente de saída da fonte e no registo do valor devolvido pelo ADC para cada valor escrito no DAC. As medições foram efectuadas com um amperímetro digital com uma resolução de 10μA e exactidão de ±(0.08% + 12d).

A Figura 24 ilustra as relações lineares da corrente de saída em função do valor escrito no DAC e do valor devolvido pelo ADC em função da corrente de saída. Só estão apresentados os valores da fonte de corrente do SOA do primeiro canal, dado que os gráficos neste formato não permitem um elevado nível de detalhe para se verificar as diferenças. Porém, os dados obtidos permitem calcular o erro real de todas as fontes.

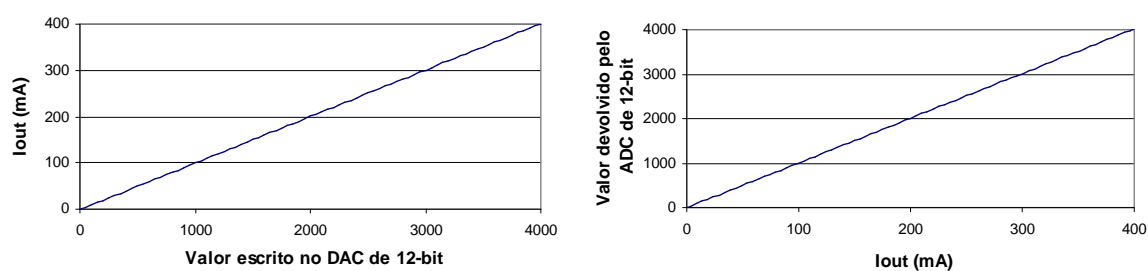


Figura 24 – Fonte de corrente do canal 1: corrente de saída do SOA em função do valor escrito no DAC (esquerda) e valor devolvido pelo ADC em função da corrente de saída (direita)

O erro de escrita, ou seja, o erro induzido pelo DAC e restante circuito é inferior a 1mA em qualquer das quatro fontes de corrente (curva em linha sólida da Figura 25 e Figura 26). Este erro representa a diferença entre o valor esperado e o valor medido. Verifica-se que para qualquer corrente superior a 5mA o erro é inferior a 1%. O erro induzido pelo circuito de leitura da corrente de saída está, também ele, limitado a 1mA (curva a tracejado da Figura 48). Este erro é determinado pela diferença entre a corrente obtida pelo microcontrolador e a corrente medida com o amperímetro. Neste caso, para qualquer valor de corrente acima de 5mA o erro também é inferior a 1% da corrente de saída.

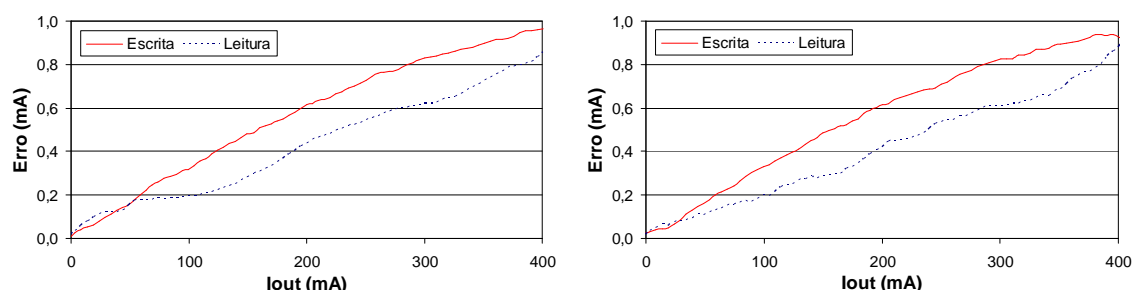


Figura 25 – Erros de leitura e escrita das fontes de corrente dos SOAs: canal 1 (esquerda) e canal 2 (direita)

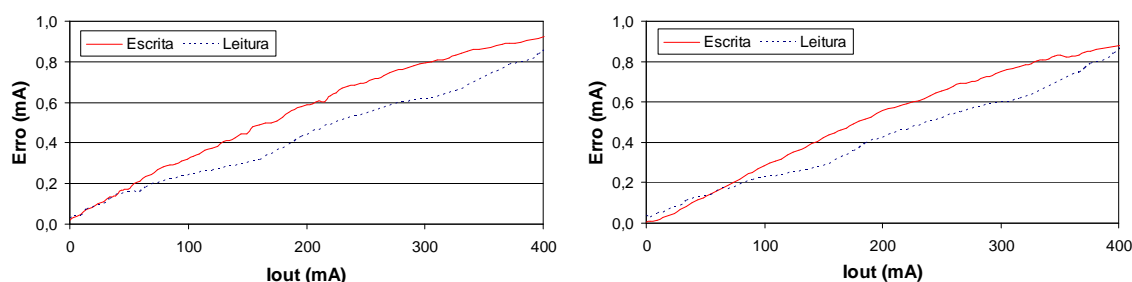


Figura 26 – Erros de leitura e escrita das fontes de corrente dos SOAs: canal 3 (esquerda) e canal 4 (direita)

3.4.3.2 Teste do controlador de temperatura para o MZI-SOA

O módulo de controlo de temperatura actua no TEC do MZI-SOA por intermédio de uma fonte de corrente linear idêntica às testadas na secção anterior. A diferença resume-se ao ganho interno da fonte de corrente. Neste caso, a relação entre a corrente de saída com o valor escrito no DAC é a seguinte:

$$I_{out} = \frac{Valor_{DAC} * 4.096}{4096 * 4}, \text{ com } Valor_{DAC} \leq 4000 \quad (3.11)$$

De forma análoga, o valor devolvido pelo ADC depende da corrente de saída segundo a seguinte equação:

$$Valor_{ADC} = \frac{I_{out} * 4096 * 4}{4.096}, \text{ com } I_{out} \leq 1000mA \quad (3.12)$$

Os valores devolvidos pelo DAC devem ser iguais ou inferiores a 4000.

O teste efectuado à fonte de corrente do TEC é o mesmo apresentado nas fontes de corrente dos SOAs (3.4.3.1). A Figura 27 apresenta a corrente de saída em função do valor escrito no DAC e o valor devolvido pelo ADC em função da corrente de saída. Verifica-se que é possível fornecer uma corrente ao TEC igual ou inferior a 1A.

Nesta fonte, tanto o erro de escrita como o de leitura são inferiores a 2.5mA (Figura 28). Estes erros são sempre inferiores a 0.5% da corrente de saída.

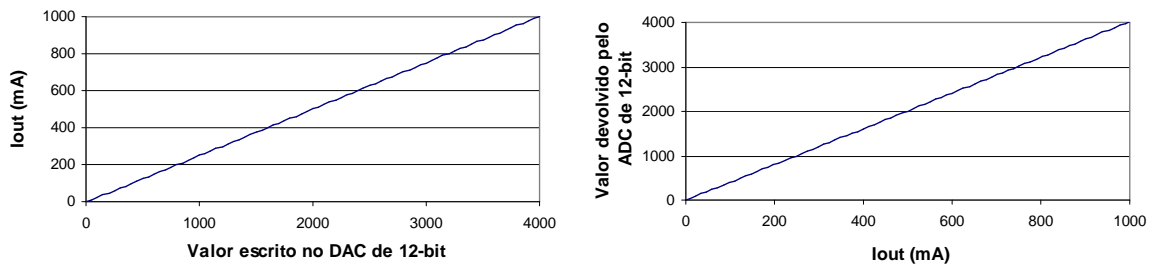


Figura 27 – Fonte de corrente do TEC: corrente de saída em função do valor escrito no DAC (esquerda) e valor devolvido pelo ADC em função da corrente de saída (direita)

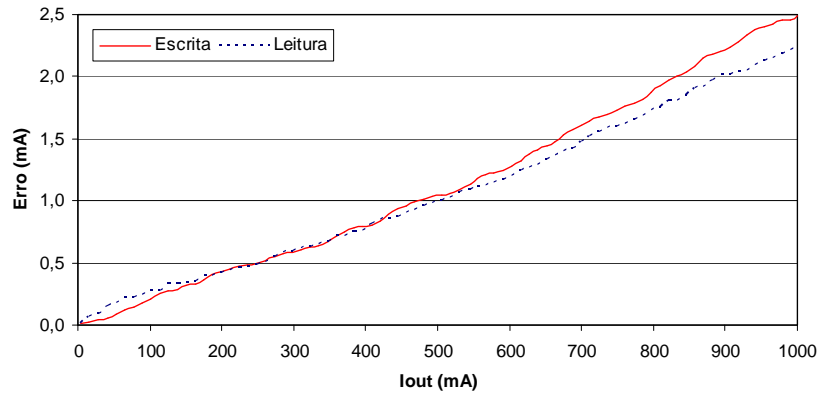


Figura 28 – Erros de leitura e escrita da fonte de corrente do TEC

O ponto de funcionamento de temperatura é definido no microcontrolador numa gama limitada entre 15°C e 35°C, inclusive. Para o controlador PID poder comparar o ponto de funcionamento com a temperatura actual do MZI-SOA é necessário determinar a equação que define a temperatura em função do valor devolvido pelo ADC. Os valores devolvidos pelo ADC dependem da tensão à entrada do conversor (V_{temp}) segundo a seguinte equação:

$$Valor_{ADC} = \frac{V_{temp} * 4096}{4.096} = V_{temp} * 1000 \quad (3.13)$$

Por intermédio das equações (3.3), (3.4), (3.5) e (3.13) é possível achar a relação entre os valores devolvidos pelo ADC com a temperatura:

$$Valor_{ADC} = 9706 - \frac{13.55 * 10^6}{T^2 - 90.54 * T + 3415} [bit], \text{ com } 15^{\circ}C \leq T \leq 35^{\circ}C \quad (3.14)$$

A Figura 29 ilustra a resposta do regulador de temperatura a duas variações do ponto de funcionamento. A curva com linha sólida mostra uma variação positiva da temperatura, onde o anterior e já estável ponto de funcionamento passou de 18.0°C para 31.0°C. Não se observa *overshoot* e a temperatura estabiliza ao fim de, aproximadamente, 17 segundos. A curva com linha carregada mostra a situação inversa, ou seja, o ponto de funcionamento foi alterado de 31.0°C para 18.0°C. Neste caso, também não se observa *overshoot* e a temperatura estabilizou ao fim de, igualmente, 17 segundos. Estes testes foram realizados com dois SOAs polarizados com uma corrente de 350mA.

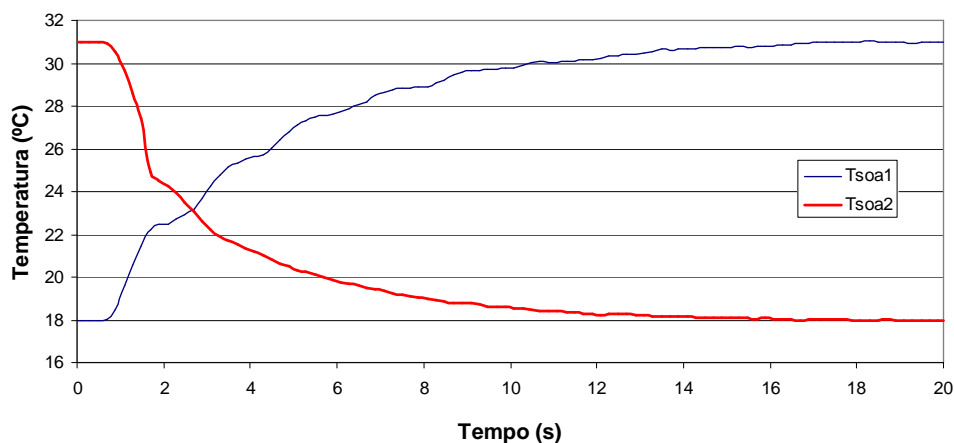


Figura 29 – Resposta da temperatura na variação dos pontos de funcionamento
($I_{SOA1}=350mA$, $I_{SOA2}=350mA$)

Efectuou-se outro teste ao regulador que consistiu em ligar e desligar a corrente de um dos SOAs enquanto outro permanecia ligado (Figura 30). Em qualquer das situações, o desvio da temperatura no dispositivo óptico, provocado por um único SOA, foi de, aproximadamente, $0.4^{\circ}C$. A temperatura estabilizou ao fim de 16 segundos sem entrar em oscilação.

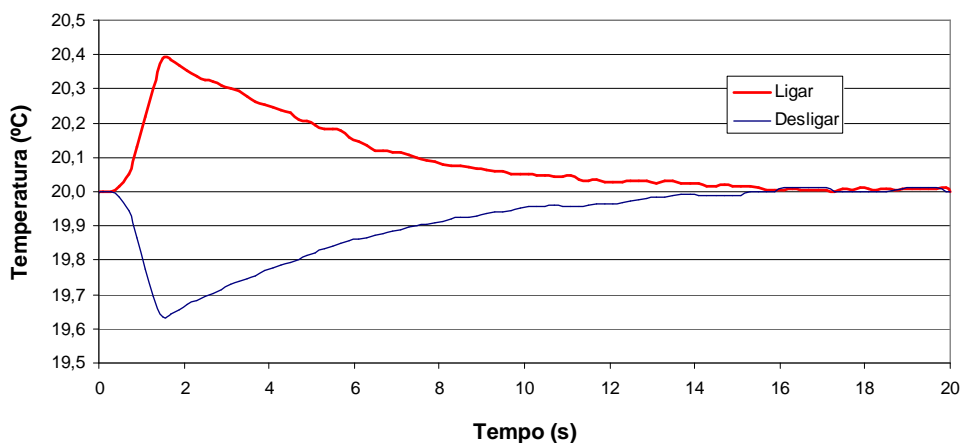


Figura 30 – Variação da temperatura ao ligar e desligar a corrente de um dos SOAs
($I_{SOA1}=350mA$, $I_{SOA2}=350mA$)

3.4.3.3 Teste das fontes de tensão para os *Phase Shifters*

A tensão de saída de cada fonte depende do valor escrito no respectivo DAC e este valor deve ser inferior a 3793, de forma a limitar a saída a 10V. A relação entre a tensão de saída com o valor escrito no DAC é dada por:

$$V_{out} = \frac{29 * 4.096}{11 * 4096} * Valor_{DAC} = \frac{29}{11 * 10^3} * Valor_{DAC} , \text{ com } Valor_{DAC} \leq 3793 \quad (3.15)$$

O valor da tensão de saída é amostrado no ramo de realimentação do circuito e o valor devolvido pelo ADC é regido pela seguinte equação:

$$Valor_{ADC} = \frac{\frac{11}{29} * V_{out} * 4096}{4.096} = \frac{11 * 10^3}{29} * V_{out} , \text{ com } V_{out} \leq 10V \quad (3.16)$$

Os valores devolvidos pelo ADC devem ser iguais ou inferiores a 3793.

Os testes efectuados consistiram na medição das tensões de saída das quatro fontes, para diversos valores escritos nos respectivos DACs e registaram-se os valores devolvidos pelo ADC. Para tal, utilizou-se um voltímetro digital com uma resolução de 100μV e exactidão de ±(0.019% + 3d).

A resposta da função de transferência da fonte de tensão do primeiro canal está ilustrada na Figura 31 (esquerda), enquanto que a figura da direita mostra os valores devolvidos pelo ADC e representam a medição da tensão de saída. Os gráficos neste formato não apresentam a informação com grande detalhe, daí só estarem presentes os gráficos da fonte do primeiro canal. Verificou-se que todas as fontes conseguem colocar as suas saídas a um potencial de 10V para uma corrente de saída de 100mA.

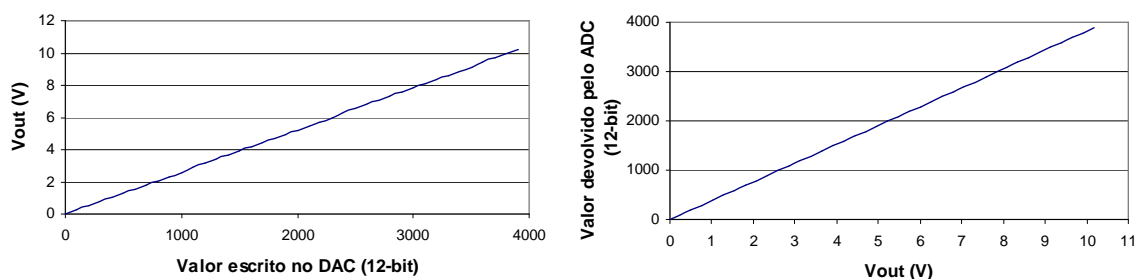


Figura 31 – Fonte de tensão do canal 1: tensão de saída em função do valor escrito no DAC (esquerda) e valor devolvido pelo ADC em função da tensão de saída (direita)

A Figura 32 mostra o erro de escrita, ou seja, o erro induzido pelos DACs e restante circuito das quatro fontes de tensão. Este erro representa a diferença entre o valor esperado e o valor medido e é inferior a $20mV$ em toda a sua gama e para qualquer fonte. Verifica-se que os erros aproximam-se a rectas, cujas diferenças de declives são devidas, principalmente, à tolerância das resistências R3 e R4 (Figura 22) que formam o divisor resistivo. O erro em qualquer fonte é sempre inferior a 0.3%.

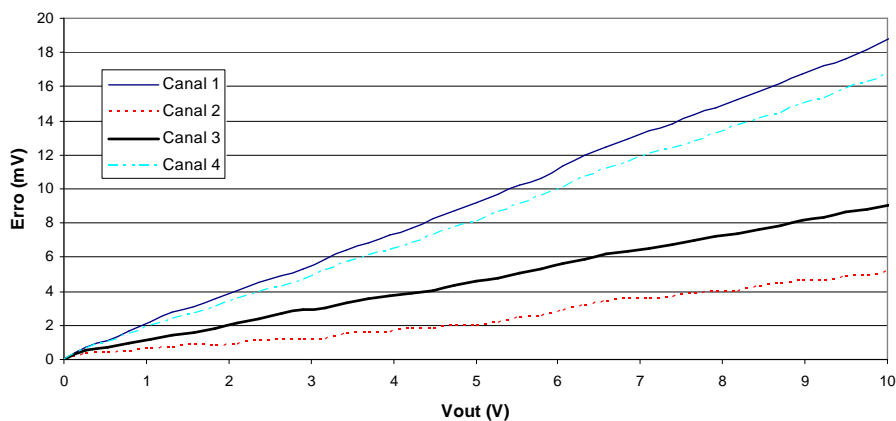


Figura 32 – Erros de escrita das quatro fontes de tensão

O erro do circuito de leitura depende do divisor resistivo atrás referido (Figura 22) e do ADC. Este erro é determinado pela diferença entre a tensão obtida pelo microcontrolador e a tensão medida com o voltímetro. A Figura 33 mostra o erro medido em cada fonte e, como se pode observar, é sempre inferior a $15mV$ em toda a gama. Para qualquer fonte, verifica-se que o erro é inferior a 0.25% da tensão de saída.

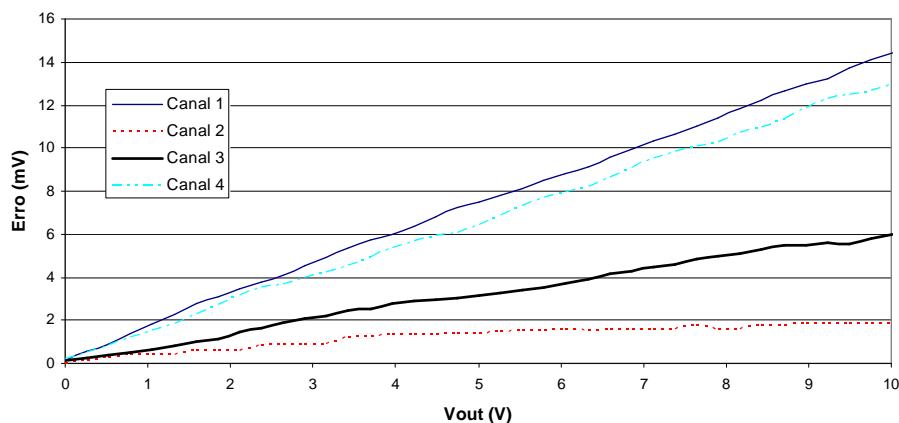


Figura 33 – Erros de leitura das quatro fontes de tensão

3.4.4 Software de controlo

O *software* desenvolvido para o microcontrolador foi escrito em linguagem C adaptada ao compilador MPLAB C18 da Microchip. O programa pode ser sintetizado em dois diagramas de blocos (Figura 34 e Figura 35).

Os pontos de funcionamento dos vários dispositivos ópticos internos do MZI-SOA são seleccionados pelo utilizador. À excepção da corrente no TEC, que é actualizada imediatamente para o valor calculado, sempre que um ponto de funcionamento seja alterado, este é actualizado no DAC em blocos de 5 de cada vez. Logo, no caso da fonte de corrente de um SOA, corresponde a uma variação na saída de $0.5mA$ e, numa fonte de tensão, corresponde a $13mV$. Isto é válido até que o valor escrito seja igual ao definido pelo utilizador. Este método permite gerar uma corrente nos SOAs e uma tensão nos *phase shifters* em forma de ‘rampa’ sempre que houver uma variação no respectivo ponto de funcionamento. O principal interesse deste método é evitar variações bruscas nos dispositivos ópticos. Esta opção é aceitável pois não é necessário uma resposta rápida na actualização dos vários pontos de funcionamento.

A rotina principal do programa (Figura 34) é chamada no arranque do sistema e é responsável pela configuração inicial, bem como, pela actualização de todo o sistema. A primeira tarefa desta rotina consiste em iniciar todas as variáveis internas e, seguidamente, recuperar a configuração do utilizador. Os dados da configuração estão guardados na memória de dados não volátil EEPROM (*electrically erasable programmable read-only memory*) do microcontrolador. Depois, configura os módulos internos necessários para esta aplicação. Inicia também o LCD e os registos dos DACs e dos PGAs. Terminada a fase de arranque do sistema, o módulo de controlo da temperatura fica operacional e começa a regular a temperatura para o último valor introduzido pelo utilizador. Contudo, as restantes fontes de corrente e de tensão estão desactivadas até que o utilizador dê ordem de activação. Nesta fase, o programa entra num ciclo infinito onde executa de forma sistemática todas as tarefas de controlo.

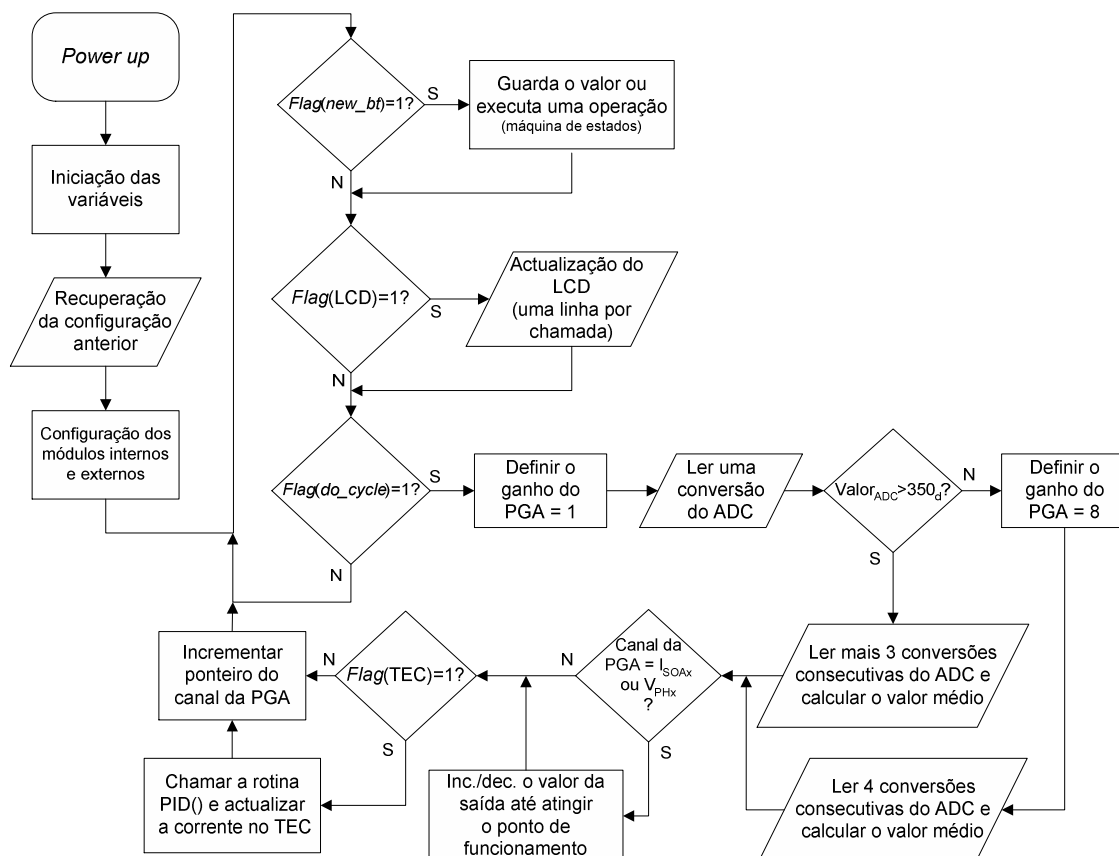


Figura 34 – Diagrama de blocos resumido da rotina principal

O programa principal é constituído por três tarefas independentes. Uma das tarefas corresponde à actualização da máquina de estados relativa à interpretação dos botões pressionados pelo utilizador e é executada assincronamente. Outra, actualiza a informação no LCD, uma linha de cada vez e com uma periodicidade constante. A última tarefa, também ela síncrona, é responsável por ler os valores devolvidos pelo ADC e actualizar as saídas. Esta tarefa, primeiro lê uma conversão do ADC e depois verifica se o resultado está acima de um limiar (350). Em caso afirmativo, lê três novas conversões consecutivas, caso contrário, aumenta o ganho do respectivo PGA e lê quatro novas conversões consecutivas. O valor final da conversão do respectivo sinal analógico é dado pela média das últimas quatro leituras. Se o canal seleccionado for o da corrente de algum SOA ou o da tensão de algum *phase shifter*, a respectiva saída é actualizada através do DAC em blocos de 5 de cada vez, até atingir o ponto de funcionamento desejado. Se neste momento a '*flag(TEC)*' estiver activa (igual a 1), é chamada a rotina do controlador PID que actualiza a corrente no TEC. Finalmente, antes da tarefa retornar ao ciclo principal do programa, incrementa o ponteiro do canal analógico a ser amostrado pelo ADC.

A execução de cada tarefa é controlada por intermédio de *flags*. Sempre que uma *flag* é activada, a respectiva rotina é executada. O período de cada tarefa está definido num ficheiro de cabeçalho (*header file*). É na rotina de interrupção (ISR) (Figura 35) que as *flags* de controlo são activadas e que é analisado o estado dos botões.

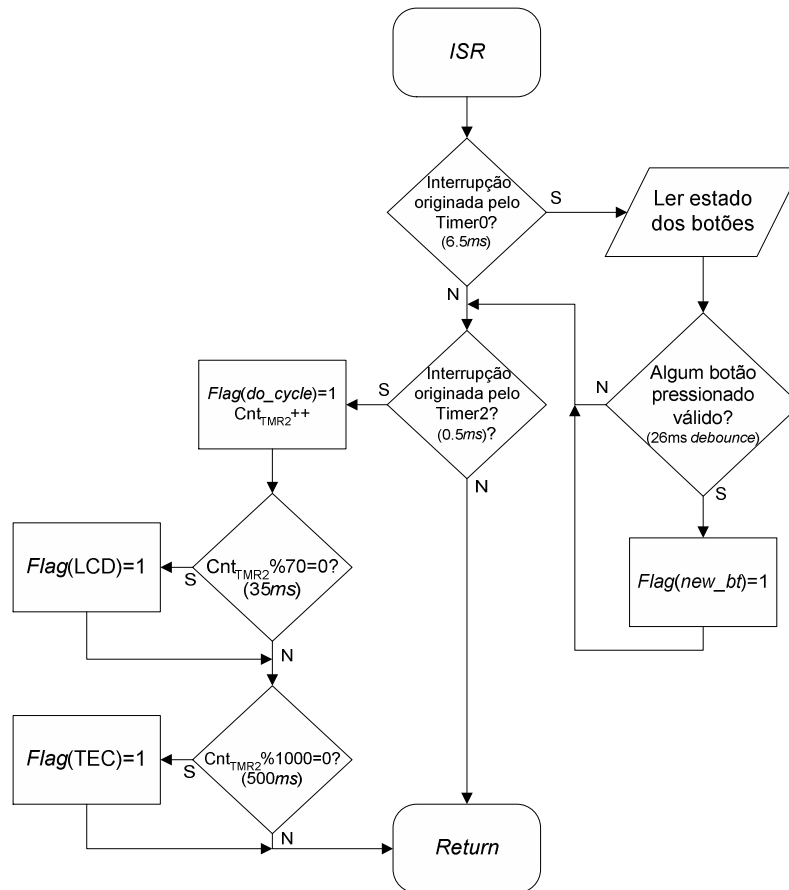


Figura 35 – Diagrama de blocos resumido da rotina de serviço à interrupção (ISR)

O estado dos botões é analisado periodicamente a cada $6.5ms$ e estes só são validados ao fim de quatro leituras consecutivas válidas (*debounce*).

Os parâmetros mais importantes do controlador podem ser alterados pelo utilizador através do teclado e com a ajuda de um sistema de janelas, ou menu, apresentado no LCD. Os parâmetros configuráveis são: as correntes de saída e máxima de polarização em cada SOA, a temperatura no MZI-SOA e a tensão em cada *phase shifter*. A corrente de saída em cada SOA é, obrigatoriamente, igual ou inferior ao seu respectivo limite máximo.

A resolução das fontes de corrente dos SOAs é de $0.5mA$ na escrita e de $0.1mA$ na leitura, enquanto que as fontes de tensão dos *phase shifters* têm uma resolução na

escrita de $13mV$ e de $2.6mV$ na leitura. Porém, o utilizador só pode alterar cada variável com a resolução especificada na secção 3.3.

O software desenvolvido permite ao microcontrolador detectar algumas situações inesperadas e actuar devidamente. Se a tensão no termístor for inferior a $50mV$, significa que a temperatura do MZI-SOA é superior a $38^{\circ}C$ e todas as fontes de corrente e de tensão são desligadas. O mesmo acontece se a temperatura baixar dos $13.5^{\circ}C$, ou seja, se a tensão no termístor for superior a $4.050V$. Esta última situação pode acontecer caso a ligação do termístor esteja interrompida.

O controlador dispõe de outro tipo de protecção que consiste em verificar se as variáveis de saída tomam os valores desejáveis. O sistema desliga todos os módulos de saída se alguma corrente de um SOA ou tensão de um *phase shifter* não estabilizar num valor dentro da seguinte gama: valor esperado $\pm 2.5\%$ do valor máximo $\pm 10\%$ do valor esperado. Esta situação pode ocorrer no caso de um mau contacto nas ligações eléctricas do MZI-SOA.

Em qualquer caso de anomalia detectada, o protótipo mostra a respectiva mensagem de erro no LCD e o programa inibe o utilizador de ligar as respectivas fontes. O controlador só voltará a funcionar normalmente depois de reiniciado o sistema e, para isso, será necessário desligar e voltar a ligar a alimentação do mesmo. Isto é conveniente para indicar ao utilizador que existe algum tipo problema grave que deverá ser analisado com atenção antes de voltar a ligar o sistema.

3.4.5 Interface com o utilizador

A interface do utilizador é constituída por um LCD, dois LEDs e um teclado de 16 botões.

A informação apresentada no LCD inclui a temperatura actual do MZI-SOA, as correntes actuais de todas as fontes de corrente, as tensões actuais das quatro fontes de tensão e todos os respectivos valores definidos pelo utilizador.

O LED vermelho é ligado sempre que as fontes são activadas, enquanto que, o LED verde acende quando a temperatura do sistema fica estável e apaga quando a temperatura real sofrer uma variação superior a $\pm 0.2^{\circ}C$.

O teclado permite ao utilizador activar e desactivar todas as saídas, mudar a janela de visualização e introduzir novos valores. Para introduzir uma determinada corrente ou tensão de funcionamento, basta pressionar o botão ' I_{SOA} ' ('F') ou ' V_{PS} ' ('E'), respectivamente, depois seleccionar o canal pretendido ('1' a '4') e introduzir o valor pretendido. Para definir a temperatura de funcionamento é necessário pressionar o botão 'Temp' ('D') e introduzir o novo valor. Para aceitar ou cancelar qualquer valor introduzido basta pressionar o botão 'Ok' ('B') ou o 'Esc' ('C'), respectivamente. O botão 'Tab' ('A') permite mudar a janela de visualização numa forma rotativa. Para introduzir a corrente máxima de cada canal é necessário visualizar a respectiva janela e repetir o método usado para a introdução de um novo valor de corrente de saída. Para activar ou desactivar as saídas basta pressionar o botão 'Ok' ('B') ou o 'Esc' ('C') desde que o utilizador não esteja a introduzir nenhum valor.

Para utilizar o protótipo é necessário configurar a temperatura de funcionamento, as correntes de polarização dos SOAs e as tensões dos *phase shifters*. As máximas correntes de polarização de cada SOA também podem ser definidas, porém, estas nunca podem ser superiores a $400mA$.

3.5 Resultados do protótipo

Todos os sistemas de protecção por *software* foram testados e verificados previamente aos testes finais. Os testes finais foram efectuados com o módulo MZI-SOA ligado. O sistema foi testado para vários valores de corrente, tensão e temperatura. Ambas as tensões dos *phase shifters* e as correntes dos amplificadores ópticos se mantiveram constantes. Todavia, verificou-se uma tendência para a subida da temperatura para correntes elevadas nos SOAs, devido a problemas na dissipação de energia térmica do MZI-SOA. Isto ocorreu porque a corrente no elemento *Peltier* já estava no seu valor máximo e não conseguia transferir mais energia, mesmo com a face oposta a uma temperatura inferior a $25^{\circ}C$.

Para qualquer corrente no TEC inferior ao máximo ($1A$), a estabilização da temperatura funcionou correctamente e nunca variou mais de $\pm 0.03^{\circ}C$. As tensões nos *phase shifters* não variaram mais de $\pm 10mV$ e a máxima variação nas correntes dos SOAs foi de $\pm 0.3mA$. O software desenvolvido demonstrou-se estável e nunca falhou.

3.6 Conclusões

Foi apresentado o projecto de um controlador de um sistema comutador integralmente óptico.

Os testes efectuados a todo o *hardware* permitiram verificar que este está de acordo com as especificações requeridas. Obteve-se um desvio na regulação das correntes dos SOAs inferior a $\pm 0.3mA$ com um erro absoluto inferior a $\pm 1mA$. Relativamente às tensões dos *phase shifters*, observou-se um desvio máximo de $\pm 10mV$ com um erro absoluto inferior a $\pm 20mV$. O controlador de temperatura possui um tempo de resposta máximo de $500ms$ (igual ao período de execução do controlador PID) e garante uma regulação com um desvio máximo inferior a $\pm 0.03^{\circ}C$ ao fim de $17s$.

O sistema permite detectar algumas situações de anomalia no *hardware* e actuar devidamente de forma a garantir a máxima segurança do dispositivo óptico. De uma forma geral, estas anomalias podem derivar de algum mau contacto nas ligações eléctricas do MZI-SOA.

Uma particularidade deste comutador é a difícil calibração inicial do sistema. Esta calibração é necessária de forma a balancear o Interferómetro de Mach-Zehnder e tal é feito por intermédio das tensões dos *phase shifters* [27]. A realização de um sistema de calibração automática iria dotar o protótipo com um maior nível de automação e poupar muito tempo ao utilizador.

Para finalizar, detectou-se um problema no dimensionamento do MZI-SOA por parte da CIP a nível da dissipação de energia térmica. O principal motivo é o facto deste MZI-SOA incluir dois regeneradores ópticos no mesmo encapsulamento e do TEC estar limitado a uma corrente de $1A$, pois normalmente são utilizados TECs de mais de $2A$ neste tipo de dispositivos.

Capítulo 4

Controlo de um sistema supressor de banda lateral

4.1 Introdução

A redução da largura de banda de um sinal óptico modulado permite diminuir os efeitos adversos da dispersão cromática, ao mesmo tempo que possibilita o aumento da densidade num sistema de multiplexagem no comprimento de onda. O sistema apresentado neste capítulo permite reduzir a largura de banda de um sinal modulado até 40Gb/s.

Neste capítulo apresenta-se o projecto de um sistema supressor de banda lateral baseado em duas configurações diferentes. O método proposto é baseado no efeito de auto modulação de fase (SPM) induzido num SOA [28].

Esta solução tem como objectivo garantir o funcionamento de um SOA no seu regime de saturação e, para tal, é usado o sinal CW de uma bomba (laser). Este sinal CW pode percorrer o SOA no sentido inverso ao sinal modulado de entrada e, neste caso, é utilizado o método contra-propagante. Por outro lado, se o sinal da bomba percorrer o SOA no mesmo sentido que o sinal modulado, então é usado o método co-propagante. Estas duas configurações permitem oferecer diferentes características ao protótipo final, nomeadamente, a nível de perdas de inserção, a nível de restrição quanto à gama de comprimentos de onda do sinal de entrada e a nível de custo final. Do ponto de vista do circuito de controlo, as diferenças entre as duas configurações são nulas, havendo apenas necessidade de ajustar o ponto de funcionamento para cada modo.

O circuito de controlo apresentado está dividido em vários módulos: fontes de corrente para polarização de um SOA e de um laser, controlador de temperatura de um SOA, módulo de medição de potência de entrada para resposta dinâmica do laser e interface com o utilizador. O protótipo depois de configurado deve funcionar de forma autónoma e garantir a viabilidade do sistema.

É apresentado todo o processo de desenvolvimento e implementação de um protótipo funcional.

Os resultados obtidos com as duas configurações para ritmos de 10Gb/s e 40Gb/s são apresentados no final deste capítulo.

4.2 Princípio de funcionamento

Na Figura 36 é apresentado o diagrama de blocos da primeira configuração utilizada. Primeiro o sinal de entrada é dividido num acoplador óptico 80/20. Este acoplador envia 20% do sinal de entrada para um fotodetector e 80% para um isolador, que por sua vez é amplificado pelo SOA. O fotodetector converte a potência óptica média recebida num sinal eléctrico proporcional. O sinal do laser é injectado na saída do SOA por intermédio de um circulador óptico. Este circulador permite direccionar o sinal óptico amplificado pelo SOA para o porto de saída. O isolador à entrada do SOA garante que o sinal contínuo gerado pelo laser não passa para o porto de entrada. Este esquema é vulgarmente denominado de contra-propagante, isto é devido ao sinal de entrada e ao sinal do laser percorrerem o SOA em sentidos inversos.

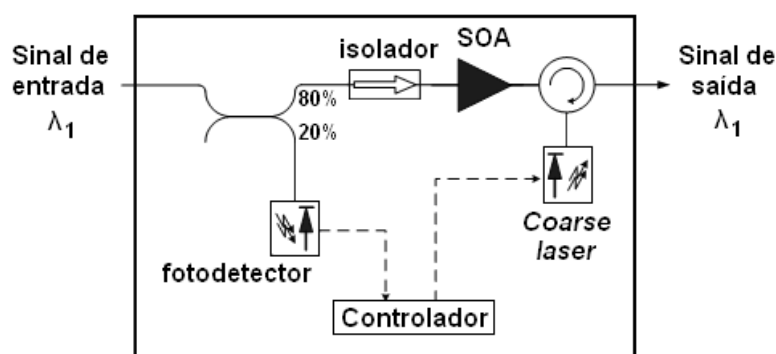


Figura 36 – Configuração do método contra-propagante

A segunda configuração (Figura 37) utiliza um esquema de co-propagação, pois o sinal contínuo do laser tem o mesmo sentido que o sinal de entrada. Neste caso, o sinal do laser é acoplado aos 80% do sinal de entrada através de um acoplador 50%/50%, que seguidamente são amplificados pelo SOA.

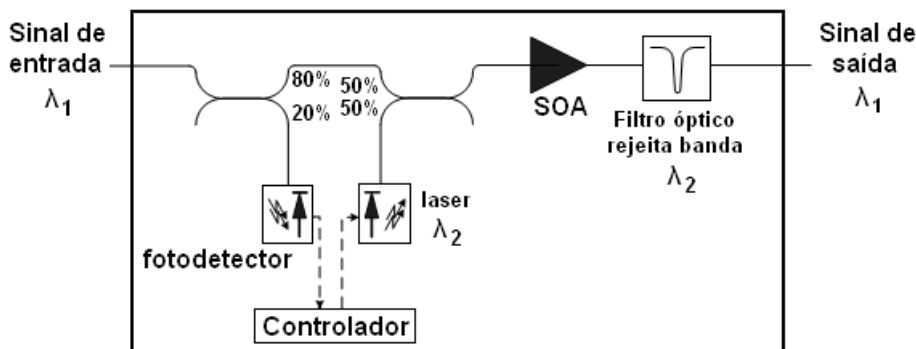


Figura 37 – Configuração do método co-propagante (o filtro rejeita banda não está incluído no protótipo e será necessário adicioná-lo externamente)

Em ambas as situações, a função do laser é garantir que o SOA opere num regime não linear, mesmo na ausência de dados, de forma que sejam enaltecidos os fenómenos de SGM e SPM. No entanto, não é desejável que o sinal do laser interno apareça nem na entrada nem na saída do sistema, para que este dispositivo obedeça a critérios de transparência. Para tal, é utilizado um isolador no primeiro caso (Figura 36) e um filtro rejeita banda no segundo (Figura 37). Todavia, este filtro é externo ao protótipo, ou seja, não fica incluído na mesma caixa que os restantes componentes e controladores. Assim, é possível utilizar o protótipo para outros fins além do presente projecto, como por exemplo, como um simples SOA.

A segunda configuração é conceptualmente mais simples e mais apropriada para sinais com elevados ritmos de transmissão. No entanto, o comprimento de onda do sinal de entrada terá que ser diferente do comprimento de onda emitido pelo laser. Logo, é conveniente que este laser emita numa baixa largura espectral para não limitar a gama de comprimentos de onda do sinal de entrada. Por outro lado, a configuração contra-propagante é uma solução mais económica, pois permite utilizar um laser do tipo *coarse* e sem controlo de temperatura, e esta configuração apresenta menos perdas de inserção.

4.3 Requisitos e especificações do sistema

Os requisitos e especificações apresentados seguidamente estavam predefinidos no projecto. Os requisitos do sistema passam por proporcionar transparência ao comprimento de onda e elevada gama dinâmica do sinal de entrada, baixo custo, robustez, segurança e facilidade de utilização.

Depois de configurado, o sistema deve funcionar em modo automático ou em modo manual, ou seja, o utilizador também poderá controlar individualmente os dois elementos activos do sistema, nomeadamente, a corrente e temperatura do SOA e o modo de funcionamento do laser: automático ou corrente constante. De forma a garantir um controlo fácil por parte do utilizador, as correntes do SOA e do laser devem ser activadas ou desactivadas por intermédio de dois botões exclusivos, independentemente do modo de funcionamento.

A gama de potência do sinal óptico de entrada para este sistema deve estar compreendida entre -30dBm e 5dBm . Por outro lado, para garantir que o SOA opere no regime não linear é exigido que o laser emita uma potência óptica na gama de -12dBm a 5dBm .

O fotodetector utilizado é um fotodíodo de material InGaAs, do tipo PIN, da marca ThorLabs e referência FGA04. Tendo em consideração o acoplador de entrada, a potência óptica incidida no fotodíodo varia entre -37dBm e -2dBm .

O laser utilizado é do tipo DFB, modelo SCLP-55-8-S2-Y-3-0-F. Suporta uma corrente máxima de polarização de 35mA e emite em torno de 1550nm , porém não permite controlo de temperatura. Além disso, contém um fotodíodo interno com uma responsividade de 0.25A/W , para monitorização da potência óptica emitida. Este laser é o mesmo utilizado nas duas configurações ópticas diferentes. A resolução da regulação e da leitura da corrente de polarização deve ser no máximo de 0.1mA .

O amplificador óptico semiconductor destinado para o projecto é do modelo SOA-NL-OEC-1550 da CIP. Este SOA possui um elevado ganho ($> 30\text{dB}$) em toda a região da banda convencional (banda C) [29]. Suporta uma corrente eléctrica máxima de 400mA , numa gama de temperatura de 15°C a 40°C . A corrente de polarização e a temperatura de funcionamento devem ser reguladas com uma resolução máxima de 1mA e 0.1°C , respectivamente. A tensão máxima aplicada ao elemento *Peltier* é de $\pm 3.6\text{V}$ com uma corrente limitada a $\pm 2\text{A}$. O termistor é do tipo NTC com valor nominal de $10\text{k}\Omega$ a 25°C .

A seguinte tabela resume as principais especificações do sistema:

Tabela 2 – Especificações do sistema

Dispositivo	Parâmetro	Gama de operação	Resolução	Unidades
SOA	Corrente de polarização	0 a 400	1	mA
	Temperatura	15 a 40	0.1	°C
	Corrente do TEC	-2000 a 2000	1	mA
Fotodíodo	Potência óptica de entrada	-37 a -2	0.1	dBm
Laser	Corrente de polarização	0 a 35	0.1	mA
Fotodíodo monitor do laser	Potência óptica de entrada	-12 a 5	0.1	dBm

4.4 Projecto de um circuito de controlo

A base do sistema de controlo é o circuito integrado AMC7820 da marca Burr-Brown. Este circuito integrado foi desenvolvido especialmente para aplicações de controlo e monitorização de sistemas analógicos. Uma dessas aplicações é precisamente o controlo de corrente e temperatura de dispositivos ópticos.

O diagrama de blocos do circuito está apresentado na seguinte figura:

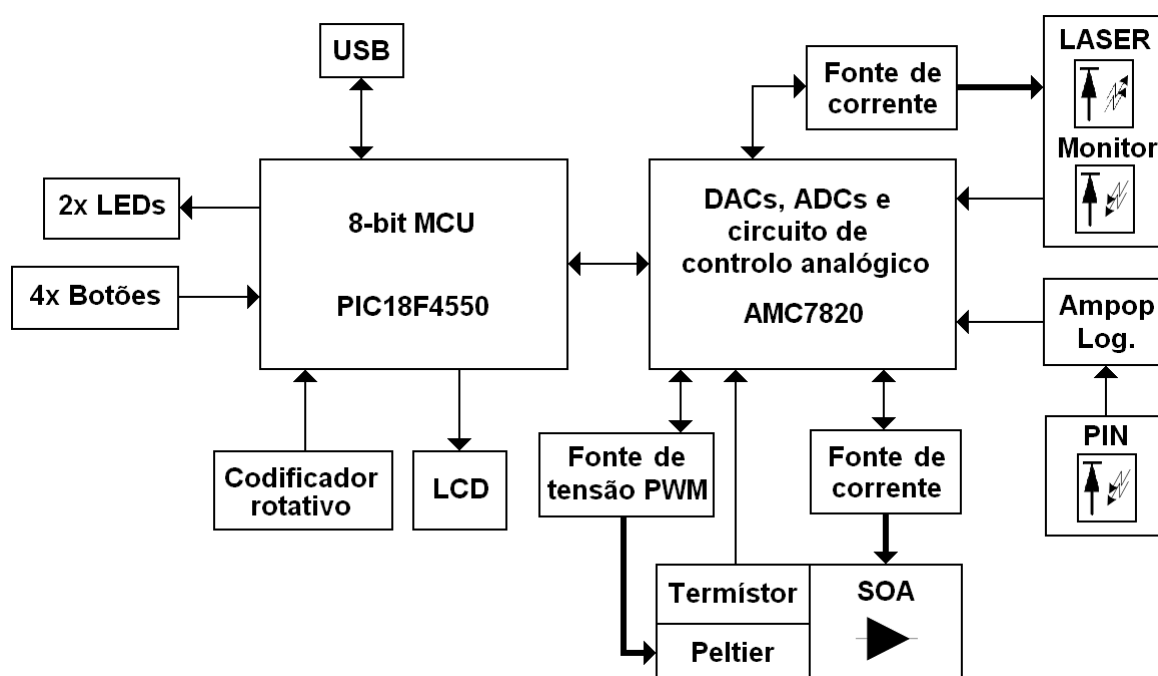


Figura 38 – Diagrama de blocos do controlador

Um microcontrolador de 8-bit é responsável pelo controlo digital do sistema e por iniciar os registos internos do AMC7820.

A utilização do controlador AMC7820 torna o circuito final bastante compacto, dado que muitos dos componentes necessários para a implementação do sistema estão integrados num único *microchip*.

O interface com o utilizador inclui um codificador rotativo, quatro botões de pressão, dois LEDs e um LCD onde são apresentados os dados importantes para o utilizador.

A comunicação por barramento série universal (USB) é exclusiva do programa de *bootloader* para programação do respectivo microcontrolador. Desta forma, é possível evitar o uso de programadores específicos ou do uso de portas série RS-232 normalmente usadas por programas de *bootloader* e praticamente inexistentes nos computadores portáteis nos dias de hoje. O microcontrolador utilizado inclui todo o *hardware* necessário para a comunicação USB (*slave*).

A regulação das fontes de corrente é efectuada à base de um circuito puramente analógico, incluindo as respectivas malhas de realimentação. O controlo da temperatura do SOA também é feito de forma analógica mas o elemento *Peltier* é polarizado por uma fonte de tensão comutada (PWM). O ponto de funcionamento de cada fonte de corrente é definido por um sinal analógico proveniente de um DAC. Por outro lado, as principais variáveis analógicas do sistema são amostradas por um ADC para monitorização e possível controlo digital. Este controlo digital é necessário no caso do LASER operar no modo automático.

O diagrama de blocos do sistema de controlo em malha fechada da regulação das correntes do SOA e do laser está apresentado na Figura 39. O ponto de funcionamento, ou seja, a corrente desejada no SOA ou no laser é a entrada. A diferença entre este valor e a corrente medida na saída origina o sinal de erro, que, depois de integrado, controla o circuito de *driver* de saída. O sistema de controlo da temperatura do SOA (Figura 40) funciona de forma semelhante. A principal diferença está no sensor que, neste caso, é um termistor, pois a variável a ser controlada é a temperatura.

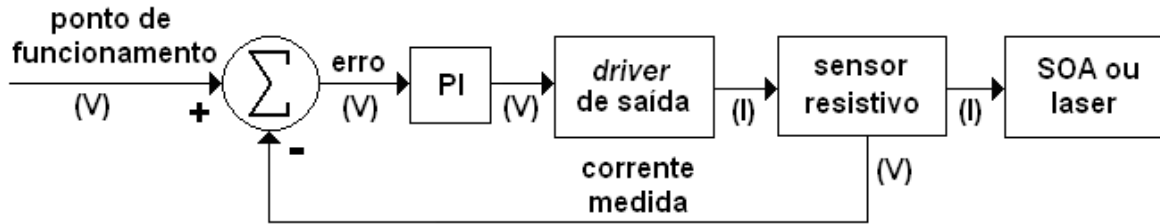


Figura 39 – Diagrama de blocos do sistema de controlo em malha fechada das fontes de corrente do SOA e do laser

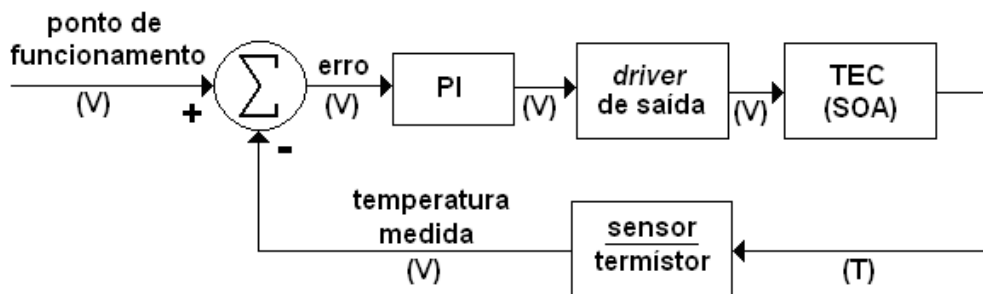


Figura 40 – Diagrama de blocos do sistema de controlo em malha fechada da temperatura do SOA

O circuito composto pelo *driver* de saída do elemento *Peltier* é a principal fonte de ruído eléctrico em todo o circuito, no entanto, a energia dissipada no mesmo é muito inferior em comparação com uma fonte linear. A eficiência ou rendimento deste regulador de tensão é dado pela razão entre a potência útil e a potência fornecida, sendo sempre superior a 85% para esta aplicação em concreto [30] [31]. Por outro lado, um regulador linear idêntico ao utilizado no projecto do capítulo 3 teria uma eficiência muito variável consoante a corrente de saída, mas sempre inferior a 54%. Estes valores foram calculados a partir da curva da tensão em função da corrente de outro elemento *Peltier* [32], isto devido à falta de informação técnica do respectivo elemento integrado no SOA.

4.4.1 Hardware

As próximas secções contêm uma descrição detalhada dos vários blocos de *hardware*. Os esquemas eléctricos mostrados estão simplificados e só incluem os componentes essenciais para demonstração do princípio de funcionamento de cada bloco. Da mesma forma, alguns dos componentes representados correspondem a partes internas do controlador AMC7820. De forma geral, os componentes omitidos são os

condensadores de desacoplamento da alimentação de cada componente activo, contudo, em alguns casos particulares, pares de resistências foram substituídas por uma única de valor equivalente. Outra simplificação realizada consistiu em dar novos nomes a cada componente. Por exemplo, um dado componente chamado U1 num determinado circuito poderá ter outra designação no circuito final. Para identificação dos componentes no circuito final terá que ser consultado o respectivo esquema completo.

A secção 4.4.1.7 contém algumas notas sobre as ligações entre os vários blocos e sobre o circuito final do ponto de vista global. O esquema completo do circuito pode ser encontrado no apêndice B.

4.4.1.1 Fonte de corrente para o SOA

O circuito utilizado (Figura 41) fornece uma corrente constante ao SOA. A corrente injectada no amplificador é medida através de uma resistência (R_2). A queda de tensão nos terminais desta resistência é amplificada por acção de um amplificador de instrumentação (U_3). A tensão de saída deste amplificador representa o valor da corrente na carga, que, por sua vez, é convertida para uma grandeza digital. A diferença de potencial entre o sinal V_{in} e o sinal anterior corresponde ao parâmetro de entrada de um integrador (U_1). O valor de V_{in} é definido através de um DAC cujo valor representa a corrente desejada à saída do circuito. O sinal de saída do integrador é então adaptado por um seguidor de tensão com baixa impedância de saída (U_2), capaz de fornecer a corrente necessária à carga e fechando a malha do circuito. Em funcionamento normal o comutador SW_1 está ligado, conectando a saída do DAC à entrada não inversora de U_1 . Depois de um *reset* ou em caso de falha na alimentação do sistema, este comutador fica desactivado, o que, por sua vez, liga a entrada não inversora de U_1 à massa. Tal reacção, força a corrente de saída a zero, desligando o SOA.

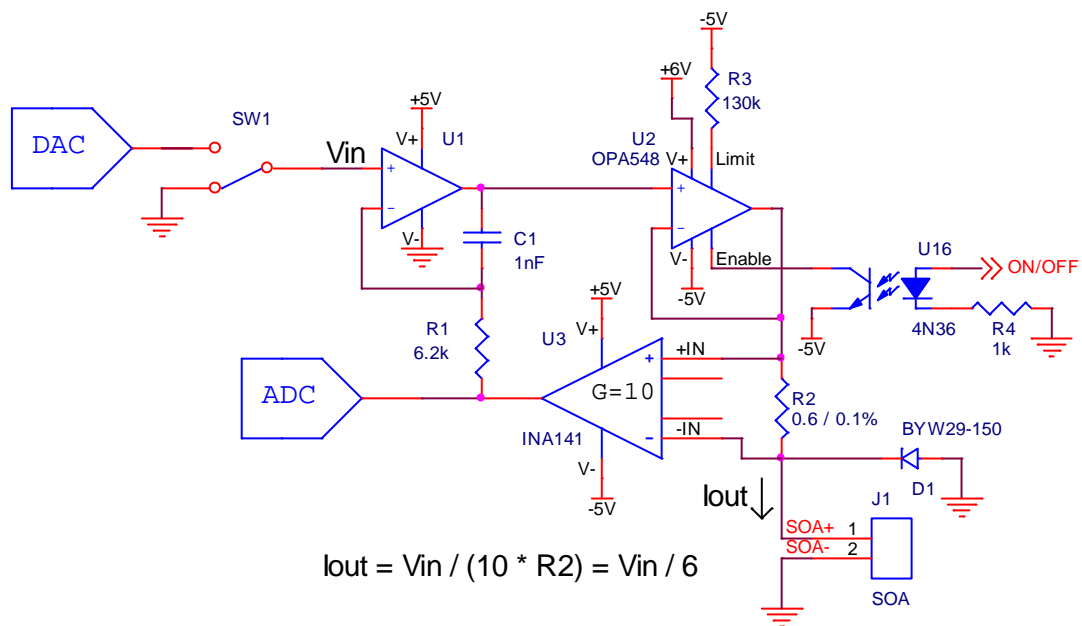


Figura 41 – Fonte de corrente do SOA

Para que a queda de tensão na resistência R_2 seja devidamente comparada com o sinal de controlo V_{in} é necessário resolver o compromisso entre o ganho do amplificador U_3 e o valor de R_2 . Por um lado, a resistência deve ter um valor baixo para que a sua queda de tensão seja também baixa, de forma a dissipar o mínimo possível de energia e a não exigir um aumento da tensão de alimentação do ampop U_2 . Por outro lado, deverá ter um valor suficientemente elevado para minimizar o erro induzido pela tensão de *offset* de U_3 . Optou-se para R_2 o valor de 0.6Ω e um ganho de 10 para o amplificador U_3 .

A função do diodo D_1 é unicamente proteger o SOA contra tensões inversas. Esta situação nunca deverá ocorrer, no entanto pode acontecer em caso de avaria porque o ampop está alimentado com uma tensão negativa.

O ampop U_1 está configurado para ser um integrador de constante de tempo igual a $R_1 * C_1$ e é responsável por regular a corrente de saída para o valor pretendido. A sua saída corresponde ao integral da diferença entre o valor desejado (V_{in}) e o valor real. Este método proporcional-integral (PI) permite uma resposta mais suave na estabilização do circuito [21].

A corrente nominal de funcionamento do SOA é de $200mA$, porém suporta uma corrente máxima de $400mA$ e uma tensão máxima directamente polarizado de $3V$ [29]. Assim, a corrente máxima exigida à fonte de corrente é de $400mA$. A equação (4.1) permite determinar a corrente de saída da fonte.

$$I_{out} = \frac{V_{in}}{G_{U3} * R_2} = \frac{V_{in}}{10 * 0.6} = \frac{V_{in}}{6}, \text{ com } V_{in} \leq 2.4V \quad (4.1)$$

Como a tensão de referência do DAC (V_{ref_DAC}) é de 2.5V, através da equação (4.1) é possível determinar a máxima corrente de saída, que, neste caso, será 417mA. Como esta corrente é ligeiramente superior à pretendida, será necessário limitar por *software* o valor máximo escrito no DAC. Com o auxílio da mesma equação pode-se concluir que a tensão à saída do DAC (V_{in}) deve ser sempre inferior a 2.4V.

A resolução obtida com esta fonte de corrente depende directamente da resolução do DAC e é igual a 0.1mA/bit, conforme obtido através do seguinte cálculo:

$$res_{I_{out}} = \frac{res_{V_{in}}}{6} = \frac{\frac{V_{ref_DAC}}{2^{res_{DAC}}}}{6} = \frac{2.5}{6 * 2^{12}} \approx 0.1mA / bit, \text{ com } res_{V_{in}} = \frac{V_{ref_DAC}}{2^{res_{DAC}}}$$

onde res_{DAC} é a resolução do DAC (12-bit).

A escolha do amplificador operacional OPA548, em vez de um simples transístor, deve-se ao facto de o primeiro incorporar um sistema de controlo e de limitação da corrente de saída, obtendo-se um nível de protecção superior. A limitação de corrente só é desejada como recurso e no caso de um mau funcionamento imprevisível do sistema, por isso, e dado que o valor estipulado tem uma tolerância máxima de $\pm 10\%$, foi definido um limite 20% superior ao valor nominal. Este valor é definido por intermédio da resistência R_3 . Segundo a equação (4.2) retirada de [33], para um limite máximo de 480mA (400mA + 20%), o valor de R_3 seria aproximadamente 135k Ω . No entanto, o valor escolhido é de 130k Ω , pois é o mais próximo na série E24. O que resulta num limite 24% superior, ou seja, de 496mA.

$$R_{CL} = \frac{15000 * 4.75}{I_{LIM}} - 13750 [\Omega] \quad (4.2)$$

A máxima tensão de saída do OPA548 é dada por:

$$V_{OUT(U2)max} = V_{SOAmax} + I_{OUTmax} * R_2 = 3 + 0.4 * 0.6 = 3.24V$$

Segundo as especificações do ampop, o valor mais baixo da tensão máxima de saída, para uma corrente de 600mA, é de (V+) – 2.4 [V]. Neste caso a alimentação terá que ser superior a 3.24 + 2.4 = 5.64V. O valor escolhido de 6V garante uma pequena margem e mantém a potência dissipada baixa. No entanto, o ampop exige uma diferença de potencial na alimentação superior a 8V. Desta forma, optou-se por usar -5V no

terminal de alimentação negativo (V-) devido a ser um valor disponível noutras partes do circuito.

A potência dissipada pelo ampop deve ser calculada para o ponto maximizante e este ponto depende fortemente do tipo de carga [23]. Por intermédio do PSpice é possível simular o andar de saída para determinar esse ponto. O circuito simulado é composto pelo *driver* de saída U_2 , pelo sensor resistivo R_2 e pela carga. Por falta de um modelo eléctrico do SOA, a carga simulada resumiu-se a dois díodos 1N4001 em série. Verificou-se que a potência dissipada é proporcional à corrente de saída em todo o domínio em causa, logo o ponto maximizante é $I_{out} = 400mA$. Portanto, a potência máxima dissipada por U_2 é:

$$P_{D(U2)max} = ((V+) - (I_{out} * R_2 + V_{SOA})) * I_{out} = (6 - (0.4 * 0.6 + 2.2)) * 0.4 \approx 1.4W \quad (4.3)$$

O valor da queda de tensão no SOA (V_{SOA}) para este ponto foi medido experimentalmente. Analisando a área de funcionamento seguro (*Safe Operating Area*) do OPA548, conclui-se que a potência em questão está de acordo com as especificações do componente. Verificou-se ainda que, qualquer que seja o encapsulamento do ampop utilizado, é necessário utilizar um dissipador de calor se a temperatura ambiente for superior a aproximadamente 50°C. De forma a garantir uma boa margem de segurança, será sempre usado um dissipador de calor independentemente da temperatura ambiente. No entanto, para os valores em questão basta fazer um dimensionamento empírico do dissipador.

A saída do ampop U_2 pode ser activada ou desactivada consoante o sinal presente no pino "Enable". Ligando este pino a uma tensão inferior a $(V-) + 0.8 [V]$ desactiva o estágio de saída. Como o microcontrolador não fornece tensões negativas, teve que ser utilizado um isolador do tipo optoacoplador conforme recomendado no *data sheet* [33].

4.4.1.2 Módulo de controlo de temperatura para o SOA

O circuito de controlo de temperatura é composto por: uma fonte de corrente para o termistor, um ampop configurado como amplificador isolador (*buffer*), um termóstato

(DAC), um circuito integrador, um módulo “*TEC Soft-start Controller*” e uma fonte de tensão para o elemento *Peltier* (Figura 42 e Figura 43).

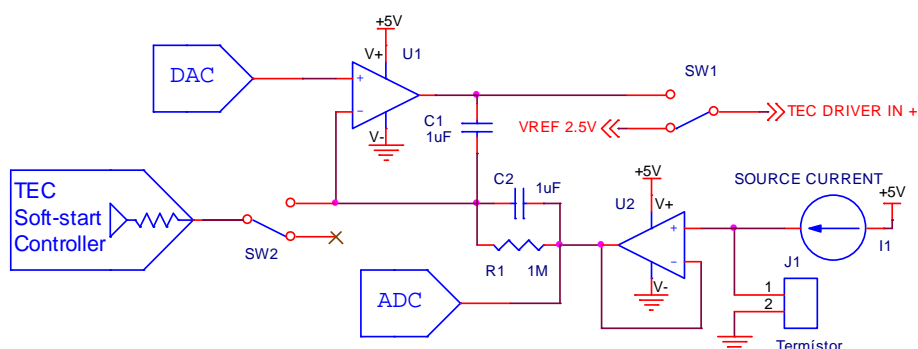


Figura 42 – Circuito de controlo de temperatura

Deve referir-se que o sinal de saída “TEC DRIVER IN +” da Figura 42 corresponde ao mesmo sinal de entrada da Figura 43.

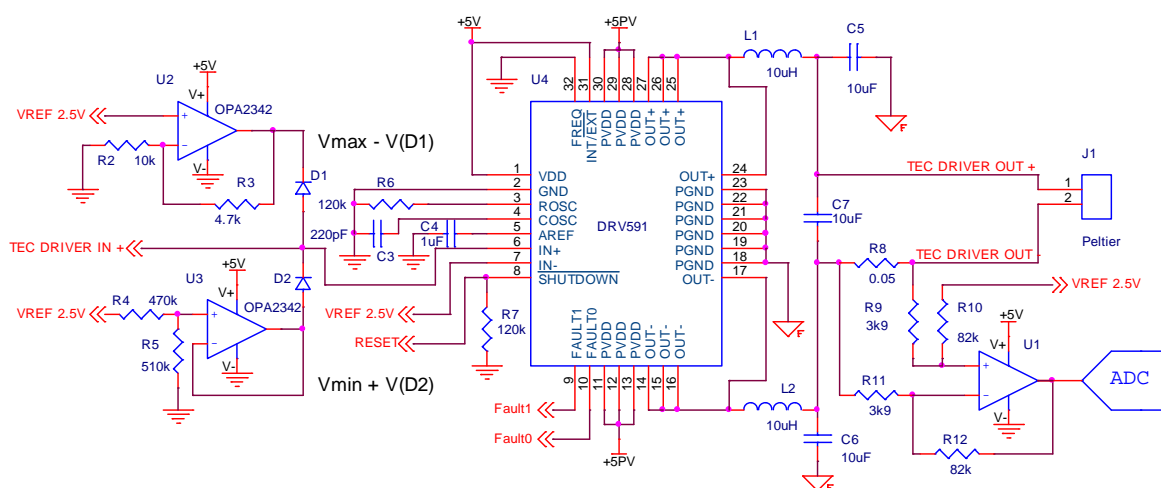


Figura 43 – Fonte de tensão do TEC

O termístor interno do SOA é alimentado por uma corrente constante gerada pela fonte de corrente (I_1) incluída no controlador AMC7820. A tensão aos terminais deste termístor representa a temperatura actual do SOA. Este sinal é injectado na entrada inversora do integrador (U_1) e amostrado pelo ADC para monitorização da temperatura. A relação temperatura/tensão representada depende do valor do termístor utilizado e da corrente fornecida ao mesmo. A entrada não inversora do integrador está ligada ao termóstato (DAC) e o valor neste ponto representa a temperatura desejada de funcionamento. A saída do integrador controla a fonte de tensão PWM (U_4) que alimenta o elemento *Peltier*. Esta fonte é bipolar, permitindo transferir energia térmica ao elemento

activo do SOA nos dois sentidos. O ponto neutro é encontrado para uma tensão de controlo igual à tensão de referência do circuito (2.5 V).

Em funcionamento normal o comutador SW_1 está activo e o integrador controla a tensão de saída. Neste modo, a tensão presente nos terminais do termistor controla a tensão aplicada ao TEC. Quando o comutador SW_1 está inactivo, a entrada da fonte de tensão está ligada ao potencial de referência de 2.5 V, o que origina uma tensão de saída nula e a desactivação do controlador de temperatura. Entretanto, o comutador SW_2 fica activo e o “*TEC Soft-start Controller*” força a saída do integrador a um valor igual à tensão de referência (2.5 V). Desta forma, quando a malha de controlo for activada (SW_1 activo), a corrente no TEC parte de um valor seguro de zero (arranque suave). Se o comutador SW_1 for desactivado com o módulo “*TEC Soft-start Controller*” inactivo, o ampop U_1 irá continuar a integrar até que a sua saída atinja um dos níveis limite (*supply rail*). Isto resulta numa corrente máxima no TEC quando a malha de controlo for activada por intermédio de SW_1 (arranque forte).

A fonte de corrente está programada para fornecer uma corrente constante de $100\mu A$. Para um termistor de $10k\Omega$ a $25^\circ C$ corresponde a ter 1 V à entrada do ADC para essa mesma temperatura. É conveniente excitar o termistor com uma corrente de baixo valor ($\leq 100\mu A$) para evitar o auto-aquecimento, de forma a diminuir erros de medição [24].

O termistor do SOA utilizado, tal como todos os outros, tem uma resposta não linear. Por esse motivo, é necessário determinar uma função que linearize a resposta. Esta linearização terá que ser feita digitalmente pelo microcontrolador. Por não ser conhecida a curva característica de resposta, utilizaram-se valores de outro termistor como referência para uma primeira análise do dimensionamento do circuito. O termistor de referência é o 10K3A1 da marca BetaTHERM. [24]. A equação (4.4) descreve a resistência do termistor em função da temperatura. Obteve-se esta equação por intermédio de uma regressão polinomial de 2º ordem dos valores tabelados do termistor de referência, para a gama em questão.

$$R_{term} = 9.9619 * T^2 - 958.08 * T + 27773 \text{ } [\Omega] , \text{ com } 15^\circ C \leq T \leq 40^\circ C \quad (4.4)$$

com a temperatura (T) em $^\circ C$.

A tensão amostrada pelo ADC (V_{temp}) é igual à tensão nos terminais do termistor (V_{term}) e esta pode ser obtida a partir da seguinte equação:

$$V_{temp} = V_{term} = I_1 * R_{term} = 100 * 10^{-6} * R_{term} [V] \quad (4.5)$$

Para uma temperatura mínima de 15°C e máxima de 40°C, obtém-se uma gama de tensões no termístor entre 1.564 V e 0.538 V, respectivamente. De notar que a tensão obtida é inversamente proporcional à temperatura. Como este DAC é de 12-bit, obtém-se uma resolução da temperatura de 0.015°C por cada bit menos significativo, de acordo com o cálculo seguinte:

$$res_T = \frac{res_{V_{DAC}} * |\Delta T|}{|\Delta V|} = \frac{\frac{V_{ref}}{2^{res_{DAC}}} * |T_{max} - T_{min}|}{|V_{T_{max}} - V_{T_{min}}|} = \frac{\frac{2.5}{2^{12}} * |40 - 15|}{|0.538 - 1.564|} \approx 0.015^\circ C / bit$$

onde:

$$res_{V_{DAC}} = \frac{V_{ref}}{2^{res_{DAC}}}$$

e res_{DAC} é a resolução do DAC (12-bit).

A tensão de referência interna do AMC7820, que é usada pelo DAC, tem uma tolerância inicial de 2% e um desvio de 10ppm/°C. Esta tensão também é utilizada pela fonte de corrente do termístor, por forma, a que qualquer desvio à saída do DAC provocado pela tensão de referência, seja balanceado pela fonte de corrente, compensando o efeito no termístor.

É de salientar que é mais importante garantir a estabilidade da temperatura do SOA ao longo do tempo do que propriamente o seu valor absoluto. Desta forma, é aceitável um erro constante de alguns graus centígrados na medição da temperatura. Contudo, o seu desvio máximo deve ser inferior à resolução especificada no projecto de 0.1°C. Como o ganho do SOA depende das flutuações da temperatura, é possível reduzir esse efeito [34].

A fonte de tensão é composta por um *driver* de potência PWM (DRV591). A sua frequência de oscilação é de 500kHz. A sua saída é bipolar e pode fornecer uma corrente até ±3A. Este *driver* tem um ganho fixo de 2.34V/V, o que resulta na função de transferência da equação (4.6) [31].

$$V_o = V_{o+} - V_{o-} = 2.34 * (V_{IN+} - V_{IN-}) \quad (4.6)$$

Para este caso específico, a tensão máxima de saída terá de ser limitada a $\pm 3.6V$, uma vez que só assim se garante uma correcta operação dentro da gama de funcionamento do TEC. O limite de tensão é feito no sinal de entrada “TEC DRIVER IN+” da fonte de tensão, pois o sinal IN- está a um potencial fixo de $2.5V$. O circuito limitador (*clipper*) composto pelo circuito à volta do ampop U_3 impõe o limite superior, que corresponde à máxima tensão positiva. Por outro lado, o circuito à volta do ampop U_4 impõe o limite inferior, ou seja, a mínima tensão negativa. O circuito *clipper* foi dimensionado para limitar o sinal de controlo acima de, aproximadamente, $4V$ e abaixo de $1V$. Isto equivale a uma variação máxima de $\pm 1.5V$ em torno do valor de referência ($2.5V$) e, segundo a equação (4.6), corresponde a uma variação da tensão máxima de saída de $\pm 3.51V$. A queda de tensão na resistência R_8 foi desprezada para este cálculo.

A potência dissipada pelo DRV591 para uma corrente de saída de $2A$ a $25^\circ C$ é de:

$$P_D = I_{out}^2 * r_{DS(on),total} = 2^2 * 0.130 = 0.53mW$$

Este valor é muito inferior ao máximo permitido de $4.1W$ para uma temperatura ambiente de $25^\circ C$.

O *driver* de saída contém ainda dois sinais de monitorização, que permitem informar o microcontrolador acerca das situações de sobrecorrente ou de sobreaquecimento.

A corrente do TEC é medida por um amplificador de diferença (U_6) através da resistência R_8 . O valor desta resistência deve ser baixo para limitar o menos possível a corrente no TEC e para reduzir a sua potência dissipada. A tensão medida em R_8 é amplificada com ganho fixo de valor $G_{U6}=R_{10}/R_9$ e depois é adicionado o valor da tensão de referência, de forma a obter uma saída unipolar, mas representativa da corrente bipolar. O sinal obtido é então amostrado por um ADC para posterior monitorização por parte do microcontrolador. Nestas condições e para um ganho de $G_{U6} \approx 21V/V$ é possível medir a corrente de saída na gama de $\pm 2.3A$, o que equivale a uma gama de tensões no ADC de $0.08V$ a $4.92V$. A corrente de saída pode ser calculada segundo a seguinte equação:

$$I_{TEC} = \frac{V_{O(U6)} - V_{ref}}{G_{U6} * R_8} = \frac{V_{O(U6)} - V_{ref}}{\frac{R_{10}}{R_9} * R_8} \approx \frac{V_{O(U6)} - 2.5}{21.03 * 0.05} \quad (4.7)$$

A resposta deste amplificador depende fortemente dos valores relativos entre as respectivas resistências. Para que a equação (4.7) seja válida R_9 tem que ser igual a R_{11} e R_{10} igual a R_{12} . Como as resistências utilizadas têm uma tolerância de $\pm 5\%$, o erro introduzido pode ser significativo. Porém, este efeito é tolerável, pois não é necessária precisão na medição da corrente do TEC e esta solução é muito mais barata do que a aplicação de um amplificador de instrumentação. O sinal obtido à saída deste amplificador contém ainda um ruído muito elevado devido ao *driver* de saída ser comutado, no entanto, a filtragem será feita unicamente a nível de *software*.

4.4.1.3 Fonte de corrente para o LASER

O princípio de funcionamento deste circuito (Figura 44) é o mesmo explicado na fonte de corrente para o SOA (ver secção 4.4.1.1). A diferença entre os dois esquemas resume-se ao *driver* de saída, ao aumento do ganho do amplificador de instrumentação e à adição de um circuito de monitorização da potência óptica emitida pelo laser.

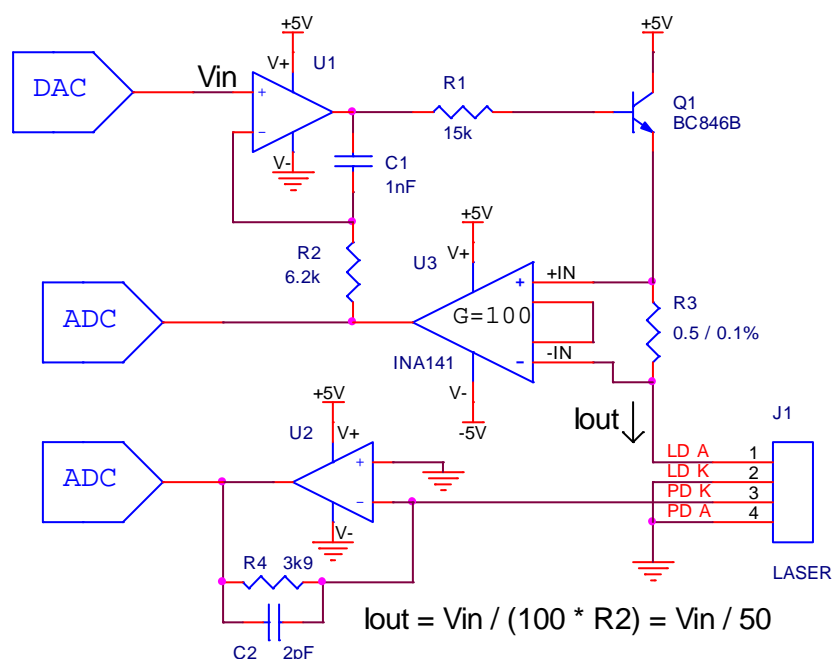


Figura 44 – Fonte de corrente do LASER

A potência óptica emitida pelo laser é monitorizada através do fotodíodo interno do laser. Este fotodíodo do tipo PIN é usado no modo fotovoltaico, logo não é injectada uma corrente de polarização (*bias*). Porém, tal significa que toda a corrente gerada pelo

fotodíodo terá que ser convertida numa tensão possível de ser medida. Isto pode ser efectuado por intermédio de um amplificador de transimpedância [30]. O condensador de realimentação C_2 é escolhido de forma a minimizar o pico do ganho e a reduzir a largura de banda do amplificador de transimpedância [21] [35]. Esta tensão é então amostrada por um ADC, para que o microcontrolador responsável por monitorizar o seu valor possa tomar as devidas acções quando necessário. É esperado que o valor lido seja aproximadamente correcto, no entanto, tal só é verdadeiro para potências próximas do valor nominal do laser. Isto deve-se ao facto de o fotodíodo interno só ser feito para medir com alguma precisão nessa zona. Outro motivo é o facto de o fotodíodo não ter compensação de temperatura, o que origina desvios dos valores medidos ao longo do tempo [36][37].

Como neste caso não é exigido o mesmo nível de protecção, optou-se por usar um transistor do tipo NPN como *driver* de saída.

Como inicialmente ainda não estava decidido qual o laser a utilizar e haviam duas opções, um laser de $35mA$ e outro de $50mA$, o circuito foi projectado para o laser com o maior valor de corrente máxima, ou seja, $50mA$. Nesta fonte, a corrente de saída é medida através de uma resistência de 0.5Ω e de um amplificador de instrumentação com ganho igual a 100. Isto permite regular uma corrente máxima de saída de $50mA$ a partir de uma tensão de referência de $2.5V$. O valor da corrente pode ser calculado através da equação (4.8).

$$I_{out} = \frac{V_{in}}{G_{U3} * R_2} = \frac{V_{in}}{100 * 0.5} = \frac{V_{in}}{50}, \text{ com } V_{in} \leq 1.75V \quad (4.8)$$

Neste caso, o *driver* de saída (Q_1), que é um transistor bipolar, é controlado por uma corrente. Esta é chamada a corrente de base do transistor e deve ser suficiente para fazer conduzir Q_1 até ao ponto desejado. A resistência R_1 limita essa corrente e o seu valor é determinado segundo os valores encontrados no *data sheet* do transistor [38] para a pior situação possível. Como o laser utilizado suporta uma corrente máxima de $35mA$, esse é o valor base para o seguinte cálculo:

$$I_{b(Q1)max} = \frac{I_{C(Q1)}}{\beta_{Q1}} = \frac{35 * 10^{-3}}{200} = 175\mu A, \text{ com } I_{C(Q1)} = I_{LD}, \text{ onde } I_{LD} \text{ é a corrente do laser;}$$

$$V_{b(Q1)max} = V_{LD} + I_{LD} * R_3 + V_{BE(Q1)} = 1.2 + 35 * 10^{-3} * 0.5 + 0.7 = 2.075V, \text{ com } V_{LD(35mA)} = 1.2V;$$

$$R_{1\max} = \frac{V_{out(U1)\max} - V_{b(Q1)\max}}{I_{R1\max}} = \frac{5 - 2.075}{175 * 10^{-6}} = 16.7k\Omega, \text{ com } I_{R1\max} = I_{b(Q1)\max}$$

Donde, o valor escolhido para R_1 é de $15k\Omega$.

A tensão V_{in} usada como referência para o valor da corrente de saída terá que ser limitada por *software* para valores inferiores a $1.75V$ (equação (4.8)). Mais uma vez, a resolução obtida com esta fonte de corrente depende directamente da resolução do DAC, assim, como o DAC utilizado é de 12-bit, obtém-se uma resolução aproximada de $12\mu A$ por cada bit menos significativo:

$$res_{I_{out}} = \frac{res_{V_{in}}}{50} = \frac{\frac{V_{ref}}{2^{res_{DAC}}}}{50} = \frac{2.5}{50} = 12\mu A / bit, \text{ com } res_{V_{in}} = \frac{V_{ref}}{2^{res_{DAC}}}$$

onde res_{DAC} é a resolução do DAC (12-bit).

A tensão de alimentação do colector do transístor Q_1 deverá ser superior a:

$$V_{c(Q1)\min} = V_{LD} + I_{LD} * R_3 + V_{CEsat(Q1)} = 1.2 + 35 * 10^{-3} * 0.5 + 0.2 \approx 1.6V, \text{ com } V_{LD(35mA)} = 1.2V$$

O valor escolhido de $5V$ está de acordo com o cálculo anterior, no entanto, é necessário calcular a potência dissipada pelo transístor para garantir o seu bom funcionamento. A potência é calculada para a pior situação possível, ou seja, quando o seu valor maximiza. Esta situação é idêntica à da fonte de corrente do SOA, portanto da mesma forma, usou-se uma simulação do circuito de saída. Neste caso o laser foi simulado como sendo um único díodo 1N4001. Como esperado, as conclusões são análogas e a potência dissipada é máxima quando a corrente de saída também é máxima.

A potência dissipada pelo transístor para $I_{out} = 35mA$ pode ser aproximada a:

$$P_{D(Q1)\max} = (V_{c(Q1)} - (I_{out} * R_3 + V_{LD})) * I_{out} = (5 - (35 * 10^{-3} * 0.5 + 1.2)) * 35 * 10^{-3} \approx 132mW \quad (4.9)$$

O valor da queda de tensão no laser (V_{LD}) para este ponto foi retirado do respectivo *data sheet*.

Conclui-se que, para uma alimentação de $5V$, a potência máxima dissipada ($132mW$) é inferior a metade do máximo permissível ($310mW$), donde se conclui que o valor é aceitável.

4.4.1.4 Circuito de acondicionamento de sinal para o PIN

A base do circuito de acondicionamento de sinal do PIN baseia-se num amplificador logarítmico (LOG102). Este tipo de amplificador permite comprimir a gama dinâmica de um sinal. Desta forma, é possível amostrar um sinal analógico com um ADC de baixa resolução numa gama de várias décadas.

O LOG102 é um circuito integrado que calcula a razão entre o logaritmo de uma corrente de entrada e uma corrente de referência. A corrente de entrada é gerada pelo fotodíodo PIN, enquanto que a corrente de referência (I_1) deriva de uma resistência em série com uma fonte de tensão. O sinal V_{\log} à saída de U_2 (ver Figura 45) está calibrado para 1V por cada década de corrente de entrada (equação (4.10)). A corrente de entrada (I_2) deve estar limitada entre 1nA a 1mA [39]. Para o fotodíodo em questão (FGA04), que tem uma responsividade de 0.9A/W para um comprimento de onda de 1550nm, podem ser detectadas potências ópticas entre -60dBm a +0.41dBm, aproximadamente.

$$V_{\log} = (1V) * \log_{10} \left(\frac{I_1}{I_2} \right) \quad (4.10)$$

A corrente de referência I_1 é constante e tem o seguinte valor:

$$I_1 = I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_1} = \frac{4.096}{6.8 * 10^3} = 602 \mu A$$

Para uma potência óptica incidente no fotodíodo compreendida entre -37dBm e -2dBm (20% do valor de entrada), corresponde a uma corrente de saída entre 180nA e 570μA. Assim, o sinal V_{\log} toma valores compreendidos entre 3.524V e 0.024V, respectivamente para a mínima e máxima potência óptica incidente.

O ampop U_3 permite inverter e amplificar o sinal V_{\log} de forma a que este fique directamente proporcional à potência do sinal óptico (equação (4.11)). Desta forma, a tensão do sinal V_{out} fica compreendida entre 0.22V e 4.07V.

$$V_{out} = V_{REF} - \frac{R_6}{R_2} * V_{\log} = V_{REF} - \frac{R_6}{R_2} * \log_{10} \left(\frac{I_1}{I_2} \right), \text{ com } R_6 = R_5 \text{ e } R_2 = R_4 \quad (4.11)$$

Onde I_2 é a corrente do fotodíodo.

Este sinal passa ainda por um filtro de topologia Sallen-Key do tipo Butterworth passa-baixo de 2º ordem, composto pelo circuito à volta do ampop U_4 . Este filtro activo é

igual ao usado nos circuitos das fontes de corrente dos SOAs do capítulo 3. Possui uma frequência de corte a 1kHz e ganho de 1V/V e permite retirar ao sinal as suas componentes de alta frequência não desejáveis.

Quando a potência óptica de entrada for inferior a aproximadamente -39dBm , o sinal V_{out} toma valores negativos, por isso, antes de ser amostrado pelo ADC, o sinal passa por um rectificador activo de meia onda. Este rectificador bloqueia qualquer sinal negativo na entrada e actua como um amplificador de separação (*buffer*) para sinais positivos. A queda de tensão nos terminais do diodo, quando polarizado directamente, não se reflecte na saída, pois o seu valor é compensado pelo ampop U_5 (Figura 45).

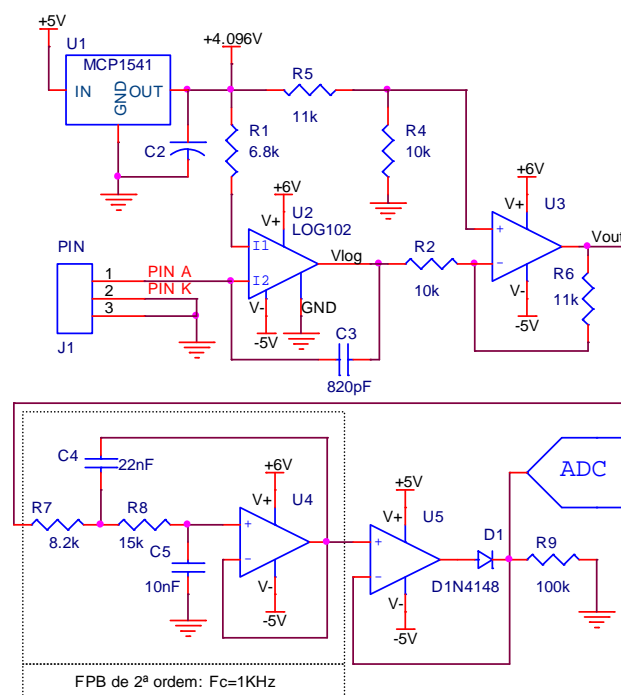


Figura 45 – Circuito de acondicionamento de sinal do fotodíodo

4.4.1.5 Unidade de controlo analógica

A unidade de controlo analógica é baseada no circuito integrado AMC7820 (Figura 46). Inclui, num único *microchip*, um ADC de 12-bit com oito canais, três DACs de 12-bit, nove amplificadores operacionais, uma fonte de corrente para um termístor, uma tensão de referência de 2.5V e uma interface de comunicação *Serial Peripheral Interface* (SPI). O AMC7820 está disponível no encapsulamento TQFP-48 e a potência dissipada é inferior a 40mW , o que permite desenvolver um circuito de dimensões pequenas e de baixo consumo.

A tensão de referência interna de 2.5V é usada pelos conversores DAC e ADC, pelo *driver* de saída do elemento *Peltier* e pelo circuito amplificador de medição da corrente do *Peltier*.

Este controlador é responsável pela regulação das correntes de polarização do laser e do SOA e da corrente do elemento *Peltier*, de forma a manter uma temperatura constante no SOA. Ao mesmo tempo que controla estas variáveis analógicas, também monitoriza as tensões dos principais nós do circuito amostrando os respectivos valores.

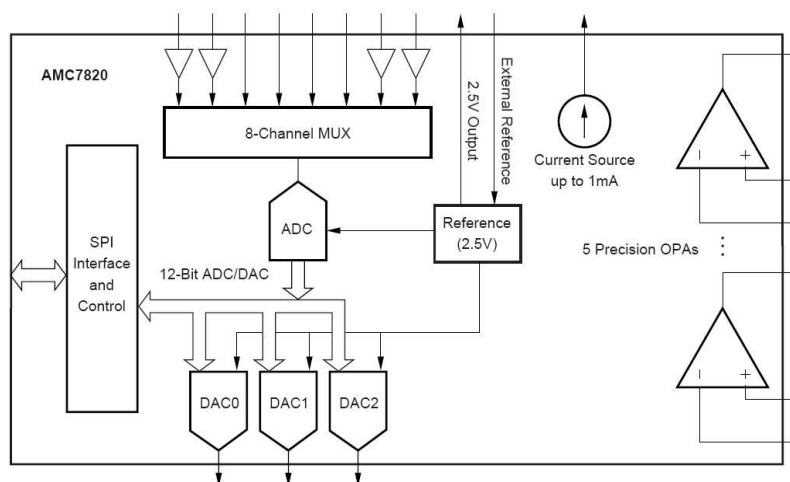


Figura 46 – Diagrama de blocos do AMC7820 [30]

Em resumo as variáveis analógicas amostradas pelo ADC do controlador AMC7820 são: a potência óptica no fotodíodo monitor do laser, a potência óptica no fotodíodo PIN externo, a corrente de polarização do SOA, a tensão aos terminais do termistor (medição da temperatura), a corrente de polarização do laser e a corrente no elemento *Peltier* do SOA.

4.4.1.6 Unidade de controlo digital

A unidade de controlo digital é constituída por um microcontrolador PICmicro da marca Microchip. Os principais requisitos exigidos ao microcontrolador são o número de portos de entrada/saída e o módulo de comunicação SPI. O modelo escolhido é o PIC18F4550 que também inclui um módulo de comunicação USB.

O microcontrolador é responsável por actualizar a informação no LCD e o estado dos LEDs, ao mesmo tempo que lê o estado dos botões e descodifica a posição do

codificador rotativo. Através da comunicação SPI é possível definir os pontos de funcionamento do controlador analógico AMC7820 e monitorizar os valores amostrados das variáveis analógicas mais importantes.

A comunicação USB é exclusiva do programa de *bootloader*, pois não existe necessidade de acesso remoto ao controlador. O programa de *bootloader* permite carregar uma nova versão de *firmware* através de uma ligação USB a um computador pessoal. Desta forma, é possível evitar o uso de um programador dedicado.

4.4.1.7 Circuito final

O circuito final é composto pelos vários circuitos apresentados nas secções anteriores e dos vários reguladores lineares necessários para a alimentação do mesmo. A tensão de referência de 4.096V, utilizada no circuito de acondicionamento de sinal do fotodíodo, deriva do circuito integrado MCP1541 da Microchip. O circuito final pode ser visto no apêndice B.

O sinal de controlo que permite activar/desactivar a saída do ampop de *driver* da fonte de corrente do SOA é activo para um nível de tensão de -5V. Como este sinal provém de um pino de saída do microcontrolador, optou-se por adicionar um optoacoplador para converter este sinal numa tensão negativa.

O cristal de sinal de relógio é de 20MHz, mas o módulo oscilador interno do microcontrolador é bastante complexo, o que permite várias configurações. Desta forma é possível gerar diferentes sinais de relógio. Como o módulo USB está configurado para operar em modo *full-speed*, é necessário um sinal de relógio de 48MHz, para isso o microcontrolador contém um multiplicador e vários divisores de sinal de relógio. De forma simplificada e para este projecto, os sinais de relógio são obtidos da seguinte forma: primeiro o sinal de 20MHz derivado do cristal é dividido por 5 e seguidamente multiplicado por 24, correspondendo a uma frequência de 96MHz. Este sinal, depois de dividido por 2, serve de referência para o módulo USB e para os restantes periféricos incluindo a unidade central de processamento (CPU). Como cada instrução do microcontrolador é executada em quatro ciclos de relógio, obtém-se um ritmo de 12MIPS [40].

De forma a facilitar o controlo do sistema por parte do utilizador, nomeadamente na activação ou desactivação do SOA e do LASER, existem dois botões de controlo ON/OFF, um dedicado ao SOA e outro ao LASER.

O codificador rotativo utilizado não permite saber a sua posição absoluta, sendo apenas possível determinar o número de posições deslocadas ao longo do tempo e respectivos sentidos. No entanto, isto é suficiente para permitir ao utilizador alterar os valores de certas variáveis ou seleccionar as várias opções disponíveis. Cada revolução completa do codificador origina 16 impulsos codificados.

4.4.2 Implementação do circuito

Desenhou-se a PCB que engloba todos os componentes envolvidos. Teve-se em consideração as recomendações disponíveis nos *data sheets* dos vários componentes sobre os cuidados a ter com a disposição e desenho das pistas de ligação. Estas notas são bastante importantes em especial para o controlador AMC7820 e para o *driver* comutado. Um dos objectivos consistiu em isolar, o máximo possível, o ruído gerado pelo último para o primeiro.

Os botões, os LEDs, o LCD e o codificador são ligados à PCB por intermédio de fichas próprias, de forma a permitir a instalação destes componentes no painel da caixa do protótipo. Depois de feita a PCB procedeu-se à soldadura de todos os componentes.

O microcontrolador foi previamente programado com um *bootloader*, o que permitiu acelerar o processo de teste das várias versões de *software* que foram sendo desenvolvidas.

4.4.3 Testes experimentais do circuito implementado

Os testes ao circuito foram efectuados de forma individual às várias secções constituintes. Numa primeira fase, os módulos foram testados com cargas compostas por resistências e díodos de potência até se confirmar o correcto funcionamento dos mesmos. Utilizaram-se pequenas fracções de código no microcontrolador de forma a controlar o funcionamento básico do circuito integrado AMC7820. São descritas as equações teóricas de entrada (leitura) e saída (escrita) de cada variável controlada.

Foram ainda definidos vários pontos de funcionamento para cada circuito e observados os resultados.

4.4.3.1 Teste da fonte de corrente para o SOA

A corrente de saída está relacionada directamente com a tensão gerada no DAC segundo a equação (4.1) e esta tensão deve ser inferior a 2.4V. Como o DAC é de 12-bit e a sua tensão de referência de 2.5V, a relação entre a corrente de saída com o valor escrito no DAC é a seguinte:

$$I_{out} = \frac{Valor_{DAC} * 2.5}{4096 * 6}, \text{ com } Valor_{DAC} \leq 3932_d \quad (4.12)$$

O valor da corrente de saída é amostrado por um ADC de 12-bit, mas com uma tensão de referência de 5V. Desta forma, a relação entre o valor devolvido pelo ADC com a corrente de saída é a seguinte:

$$Valor_{ADC} = \frac{I_{out} * 4096 * 6}{5}, \text{ com } I_{out} \leq 400mA \quad (4.13)$$

Pode-se prever que os valores devolvidos pelo DAC devem ser iguais ou inferiores a 1966.

Para vários valores escritos no DAC mediu-se a corrente de saída da fonte e registou-se o valor devolvido pelo ADC. Utilizou-se um amperímetro digital com uma resolução de 10μA e exactidão de ±(0.08% + 12d).

A Figura 47 apresenta a corrente de saída em função do valor escrito no DAC e o valor devolvido pelo ADC em função da corrente de saída. Estes dados permitem obter o erro real da fonte de corrente. O erro induzido pelo DAC e restante circuito é inferior a 2mA (curva com linha carregada da Figura 48). Este erro representa a diferença entre o valor esperado e o valor medido. Para qualquer corrente superior a 20mA o erro é inferior a 1% da corrente de saída. Por outro lado, o erro induzido pelo circuito de leitura da corrente de saída é limitado a 2.5mA (curva com linha sólida da Figura 48). Este erro é calculado subtraindo a corrente medida com o amperímetro à corrente obtida pelo microcontrolador. Neste caso, para qualquer valor de corrente acima de 30mA o erro também é inferior a 1% da corrente de saída.

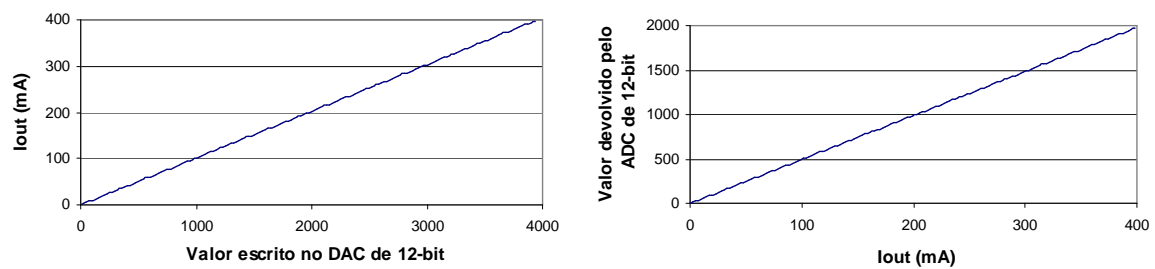


Figura 47 – Corrente de saída do SOA em função do valor escrito no DAC (esquerda) e valor devolvido pelo ADC em função da corrente de saída (direita)

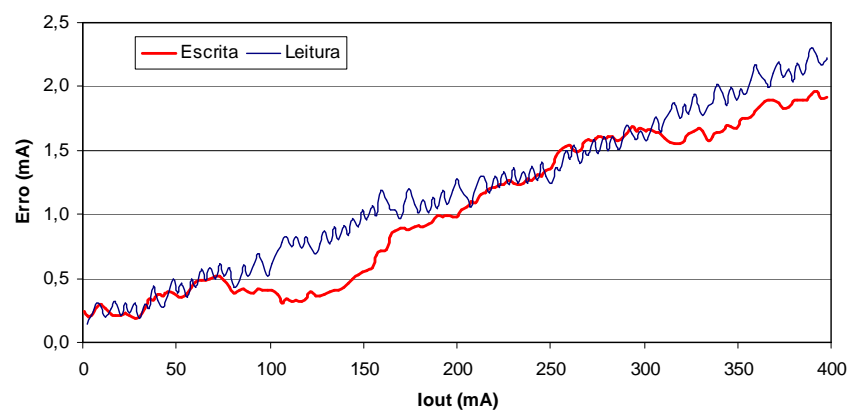


Figura 48 – Erros de leitura e escrita da corrente de saída do SOA

4.4.3.2 Teste do controlador de temperatura para o SOA

O circuito de *driver* de potência do *Peltier* foi testado numa primeira fase aplicando uma tensão variável entre 1 V e 4 V no sinal “TEC DRIVER IN +” (ver Figura 43). O restante circuito de controlo da Figura 42 não foi utilizado.

A primeira análise permitiu verificar que o circuito limitador começou a actuar um pouco antes do previsto e limitou o sinal de controlo entre 1.1 V e 3.9 V.

A tensão de saída obtida em vazio, ou seja, sem carga, corresponde ao valor esperado segundo a equação (4.6). No entanto, com uma carga de 2Ω a tensão baixou ligeiramente. Porém, mesmo com o limite estipulado pelo circuito de *clipper*, é possível obter 2 A no peltier do SOA, pois este apresenta uma resistência inferior a 2Ω .

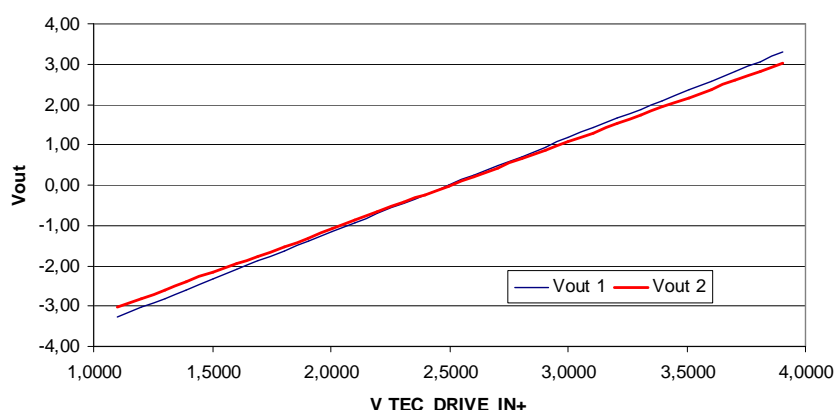


Figura 49 – Tensão de saída do *driver* de potência em vazio (Vout 1) e com uma carga de 2Ω (Vout 2)

O valor devolvido pelo ADC corresponde com a corrente de saída segundo a seguinte equação:

$$Valor_{ADC} = (I_{TEC} * 21.03 * 0.05 + 2.5) \frac{4096}{5}, \text{ com } -2A \leq I_{out} \leq 2A \quad (4.14)$$

Para correntes no *Peltier* de $-2A$, $0A$ e $2A$, os valores obtidos através do ADC serão, respectivamente, 325, 2048 e 3770.

O erro na medição da corrente de saída, que está ilustrado na Figura 50, permite concluir que é um pouco elevado, porém aceitável uma vez que este valor é usado unicamente para indicação ao utilizador. Os principais factores que influenciam este erro são a tolerância das resistências utilizadas ($\pm 5\%$), que definem o ganho do amplificador U_6 (ver Figura 43), e a tensão de *offset* ($\leq 4mV$) deste amplificador. É possível garantir um erro inferior a $\pm 40mA$ em toda a gama e só é superior a 2% do valor nominal de saída entre $-650mA$ e $550mA$.

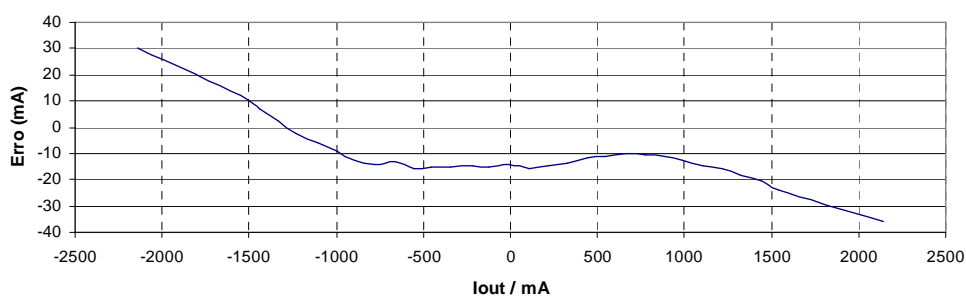


Figura 50 – Erro na leitura da corrente de saída

Restabelecida a ligação entre o circuito de *driver* e o de controlo, pôde-se verificar o funcionamento da regulação da temperatura em malha fechada.

O ponto de funcionamento de temperatura (V_{PF}) é definido pela tensão gerada no DAC e esta é dada por:

$$V_{PF} = \frac{Valor_{DAC} * 2.5}{4096} , \text{ com } 881 \leq Valor_{DAC} \leq 2562 \quad (4.15)$$

De forma semelhante, os valores devolvidos pelo ADC dependem da tensão nos terminais do termistor (V_{term}) segundo a seguinte equação:

$$Valor_{ADC} = \frac{V_{term} * 4096}{5} , \text{ com } 0.538V \leq V_{term} \leq 1.564V \quad (4.16)$$

Por intermédio das equações (4.4), (4.5) e (4.16) é possível achar a relação entre os valores devolvidos pelo ADC com a temperatura:

$$Valor_{ADC} = 0.8161 * T^2 - 78.49 * T + 2275 , \text{ com } 15^\circ C \leq T \leq 40^\circ C \quad (4.17)$$

Os valores a escrever no DAC podem ser calculados através da seguinte equação:

$$Valor_{DAC} = 1.6322 * T^2 - 156.98 * T + 4550 , \text{ com } 15^\circ C \leq T \leq 40^\circ C \quad (4.18)$$

Analisou-se a resposta do regulador de temperatura em diversas situações. As duas mais importantes estão representadas na Figura 51 e correspondem à variação do ponto de funcionamento (P.F.) de temperatura. A curva com linha sólida mostra uma variação negativa da temperatura, onde o anterior e já estável ponto de funcionamento passou de $29.9^\circ C$ para $20.3^\circ C$. O *overshoot* verificado é de $-3^\circ C$ e a oscilação tende a desaparecer ao fim de, aproximadamente, 16 segundos. A situação inversa está representada pela curva com linha carregada em que se alterou o ponto de funcionamento de $20.2^\circ C$ para $30.0^\circ C$. Neste caso, o *overshoot* presente é ligeiramente superior a $5^\circ C$, contudo a temperatura estabilizou ao fim de, igualmente, 16 segundos. Estes testes foram realizados com o SOA polarizado com uma corrente de $100mA$.

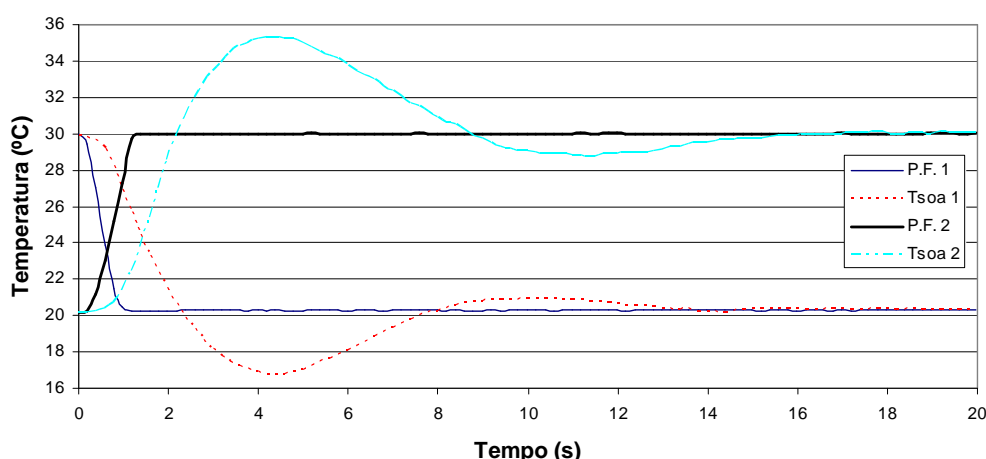


Figura 51 – Resposta da temperatura na variação dos pontos de funcionamento ($I_{SOA}=100mA$)

4.4.3.3 Teste da fonte de corrente para o LASER

A tensão gerada no DAC determina a corrente do laser segundo a equação (4.8) e esta deve tomar valores inferiores a 1.75V. A relação entre a corrente de saída com o valor escrito no DAC de 12-bit de resolução e 2.5V de tensão de referência é dada por:

$$I_{out} = \frac{Valor_{DAC} * 2.5}{4096 * 50}, \text{ com } Valor_{DAC} \leq 2867 \quad (4.19)$$

A amostragem do valor da corrente de saída é efectuada por um ADC de 12-bit com uma tensão de referência de 5V. Assim, o valor devolvido pelo ADC depende da corrente de saída da seguinte forma:

$$Valor_{ADC} = \frac{I_{out} * 4096 * 50}{5}, \text{ com } I_{out} \leq 35mA \quad (4.20)$$

Pode-se prever que os valores devolvidos pelo DAC devem ser iguais ou inferiores a 1433.

Mediu-se a corrente de saída da fonte para diversos valores escritos no DAC e registou-se o valor devolvido pelo ADC. Para tal, utilizou-se um amperímetro digital com uma resolução de $1\mu A$ e exactidão de $\pm(0.08\% + 12d)$.

Os gráficos da Figura 52 mostram a corrente de saída em função do valor escrito no DAC e o valor devolvido pelo ADC em função da corrente de saída. A curva com linha

carregada da Figura 53 ilustra o erro induzido pelo DAC e restante circuito. Este erro representa a diferença entre o valor esperado e o valor medido, sendo inferior a 0.18mA em toda a sua gama. O erro é inferior a 1% da corrente de saída para qualquer corrente superior a 4mA . A curva com linha sólida da mesma figura mostra o erro induzido pelo circuito de leitura da corrente do laser. Neste caso, o erro é limitado a 0.13mA em toda a gama e é inferior a 1% da corrente de saída acima de 1mA . Este erro é determinado pela diferença entre a corrente obtida pelo microcontrolador e a corrente medida com o amperímetro.

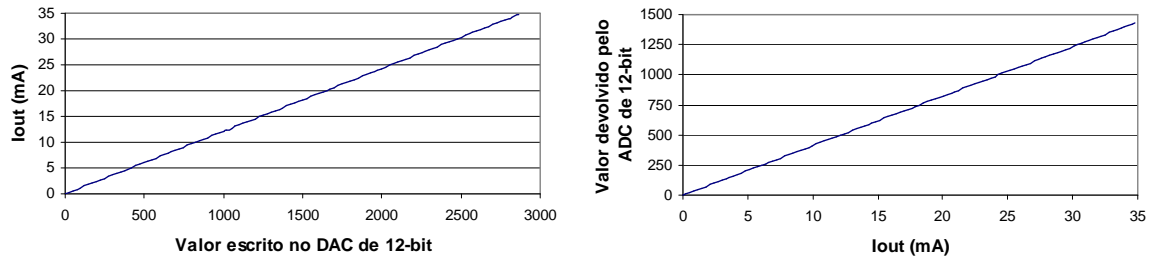


Figura 52 – Corrente de saída do laser em função do valor escrito no DAC (esquerda) e valor devolvido pelo ADC em função da corrente de saída (direita)

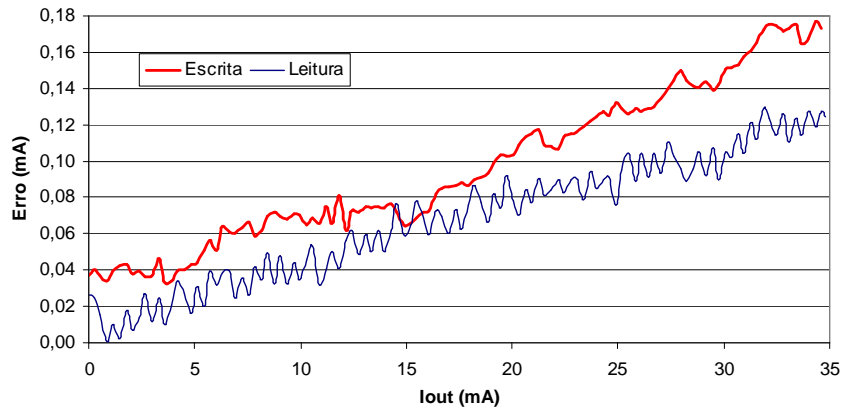


Figura 53 – Erros de leitura e escrita da corrente de saída do laser

A potência óptica monitorizada pelo fotodíodo interno do laser é convertida numa corrente que, por sua vez, é convertida numa tensão pelo amplificador de transimpedância. A corrente gerada pelo fotodíodo é dada por:

$$I_{PIN} = P_{laser(W)} * \mathcal{R} = P_{laser(W)} * 0.25 \text{ [A]} \quad (4.21)$$

Por outro lado, esta corrente é convertida numa tensão através do ampop U2 e da resistência R_4 da Figura 44. Assim, pode-se dizer que a tensão amostrada pelo ADC é regida pela seguinte equação:

$$V_{ADC} = I_{PIN} * R_4 = P_{laser(W)} * 0.25 * 3900 = P_{laser(W)} * 975 \quad (4.22)$$

Esta tensão é amostrada por um ADC de 12-bit com uma tensão de referência de 5V. Assim, o valor devolvido pelo ADC depende da potência óptica segundo a seguinte equação:

$$Valor_{ADC} = \frac{V_{ADC} * 4096}{5} = \frac{P_{laser(W)} * 975 * 4096}{5} = P_{laser(W)} * 798720 \quad (4.23)$$

Para vários valores de corrente de polarização no laser, compararam-se os valores obtidos pelo microcontrolador com os de um medidor de potência óptica (*Power meter*). Este *Power meter* tem uma resolução de $0.01dBm$ para a gama em questão. A curva da Figura 54 representa a diferença entre os valores do microcontrolador e do *Power meter*, já inicialmente na escala logarítmica.

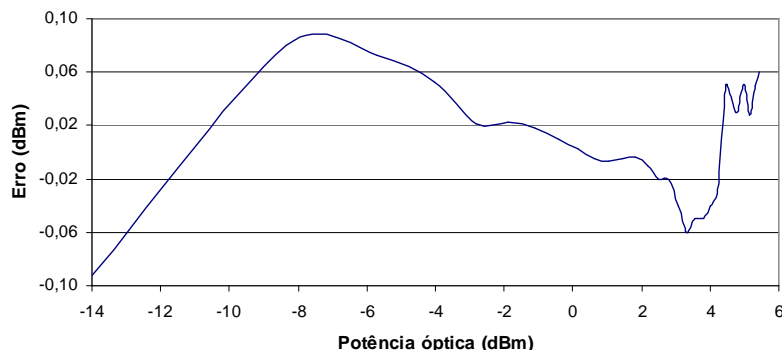


Figura 54 – Erro na medição da potência óptica do laser

O erro na leitura da potência óptica emitida pelo laser é inferior a $\pm 0.1dBm$ em toda a gama pretendida ($-12dBm$ a $5dBm$).

4.4.3.4 Teste do circuito de acondicionamento de sinal para o PIN

A potência óptica detectada à entrada do protótipo é convertida numa tensão proporcional que pode ser calculada por intermédio das equações (2.3) e (4.11). Esta tensão é amostrada pelo ADC para controlo digital do sistema. Assim, o valor esperado será:

$$V_{ADC} = V_{REF} - \frac{R_6}{R_2} * \log_{10} \left(\frac{I_1}{P_{PIN(W)} * \mathcal{R}} \right) = 4.096 - \frac{11}{10} * \log_{10} \left(\frac{602 * 10^{-6}}{P_{PIN(W)} * 0.9} \right) \quad (4.24)$$

O resultado digital da amostragem anterior é dada por:

$$Valor_{ADC} = \frac{V_{ADC} * 4096}{5} \quad (4.25)$$

Incidu-se uma potência óptica no fotodíodo para se poder determinar o erro resultante de todo o circuito de acondicionamento de sinal e amostragem do sinal. A potência óptica incidida foi medida com o auxílio de um *Power meter* de 0.01dBm de resolução para a gama em questão. As diferenças entre os valores do microcontrolador e do *Power meter* estão ilustradas na Figura 55. Os valores já estavam inicialmente na escala logarítmica.

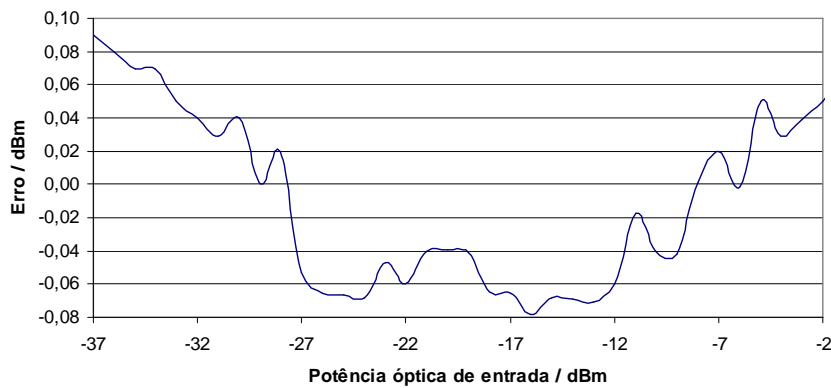


Figura 55 – Erro na medição da potência óptica no fotodíodo PIN

O erro na leitura da potência óptica incidente no fotodíodo é inferior a $\pm 0.1 \text{ dBm}$ em toda a gama pretendida (-37 dBm e -2 dBm). O sinal óptico incidente no fotodíodo é 7dB inferior ao sinal de entrada devido à presença do acoplador 80/20, por isso, esta constante terá que ser adicionada ao valor calculado pelo microcontrolador.

4.4.4 Software de controlo

O *software* desenvolvido para o microcontrolador foi escrito em linguagem C e adaptado ao compilador MPLAB C18 da Microchip. O diagrama de blocos simplificado do programa pode ser visto nas Figura 56 e Figura 57.

As configurações definidas pelo utilizador são guardadas numa memória não volátil (EEPROM) interna do PICmicro, assim, qualquer configuração é preservada mesmo em caso de falta de energia.

Os parâmetros mais importantes podem ser seleccionados e alterados pelo utilizador através de um sistema de janelas (ou menu) apresentado no LCD. O codificador rotativo permite a navegação em ambos os sentidos. Com o apoio de dois botões, um para aceitar e outro para cancelar, é possível criar um sistema básico de interface do utilizador com acesso a todas as funções necessárias.

Todas as rotinas de leitura ou de escrita de informação são chamadas periodicamente segundo um controlo temporal. No instante em que o circuito inicia devido à presença da tensão de alimentação (ver diagrama de blocos da esquerda da Figura 56), o microcontrolador começa por iniciar as variáveis necessárias. Seguidamente, recupera a configuração anterior, ou seja, lê da memória EEPROM os valores correspondentes à última configuração definida pelo utilizador e verifica se estes estão dentro dos limites permitidos. Depois, inicia os registos internos de forma a configurar os módulos necessários de acordo com o programa. Inicia também o LCD e os registos do controlador AMC7820. Neste primeiro instante, todas as correntes de saída estão definidas como sendo nulas. O microcontrolador aguarda então um tempo inicial de 5 segundos, de forma a garantir que todos os circuitos integradores analógicos estabilizem, incluindo o módulo “*TEC Soft-start Controller*” do AMC7820. Assim, é garantido um “arranque suave” de todo o circuito. Ao fim deste tempo, o módulo analógico de controlo de temperatura é activado e a temperatura do SOA passa a convergir para o valor definido pelo utilizador.

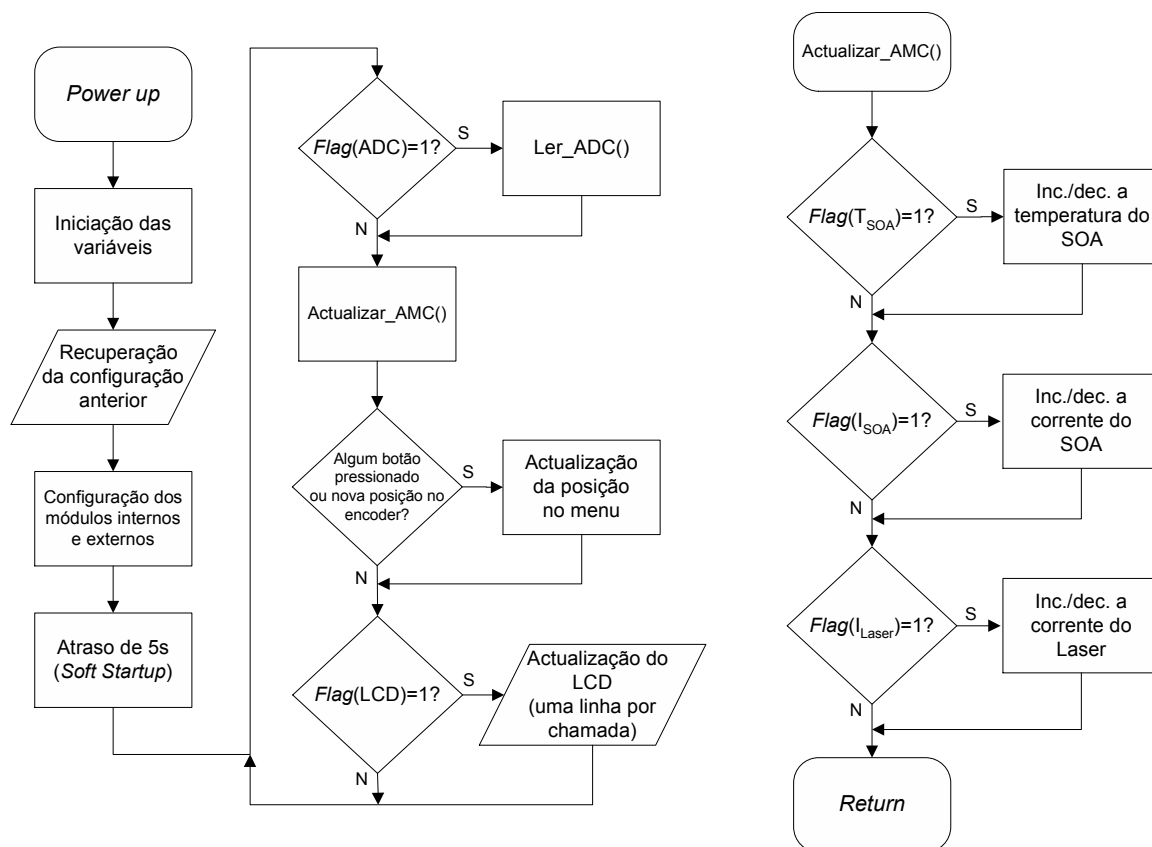


Figura 56 – Diagrama de blocos resumido da rotina principal

O controlo temporal de execução do fluxo do programa é feito através de *flags*. O microcontrolador no ciclo principal do programa está constantemente a verificar as *flags* de controlo de chamamento das várias rotinas. Quando alguma destas *flags* é activada, então a respectiva rotina é executada pelo PICmicro. Os períodos de activação de cada *flag* estão definidos num ficheiro de cabeçalho (*header file*) e tornam-se constantes depois do programa estar compilado. Os procedimentos controlados a nível temporal são: a leitura de todos os canais do ADC do AMC7820, o ajuste da temperatura de funcionamento do SOA, o ajuste da corrente de polarização do SOA e do laser e a actualização do LCD.

A actualização dos registos do controlador AMC7820 abrange o ajuste da temperatura do SOA e da corrente do SOA e do laser. Os valores escritos nos DACs deste controlador definem os vários pontos de funcionamento dos dispositivos ópticos. Sempre que um ponto de funcionamento é alterado pelo utilizador ou de forma automática, este é actualizado num determinado bloco de cada vez. Este bloco é definido em unidades decimais e, no caso da corrente no SOA, tem o valor 10, na temperatura do SOA, é de 5 e, finalmente, para a corrente no laser, é de 8. Isto é válido até que o valor

escrito seja igual ao definido. Desta forma, a saída de cada DAC só varia, de cada vez, o correspondente à resolução desejada, logo, o período de actualização define o tempo de resposta da saída de cada DAC entre dois valores quaisquer. Isto é possível neste sistema porque não é necessário uma resposta rápida na actualização dos vários pontos de funcionamento. Este método permite, também, gerar uma corrente em forma de ‘rampa’ nos instantes em que se ligam ou desligam as correntes dos dispositivos, o que evita variações bruscas.

Sempre que um botão pressionado é validado ou quando uma nova deslocação do codificador rotativo é aceite, a posição do utilizador dentro do menu ou os estados das saídas do laser e do SOA são actualizados.

A actualização do LCD é feita uma linha de cada vez e com uma periodicidade constante.

Os valores devolvidos pelo ADC são guardados numa memória que preserva os últimos 16 valores de cada canal do ADC. Assim, sempre que é recebido um novo valor, é calculada a média dos últimos 16. O valor resultante é guardado para uso posterior. Se o laser estiver a operar no modo automático, o novo valor da corrente de saída do mesmo é calculado (ver diagrama de blocos da esquerda da Figura 57).

As *flags* de controlo são activadas unicamente na rotina de interrupção (ver diagrama de blocos da direita da Figura 57). É também nesta rotina que é analisado o estado dos botões e do codificador rotativo. O estado dos botões é analisado com uma periodicidade de 16ms e estes só podem ser validados ao fim de três leituras consecutivas (*debounce*).

O codificador rotativo está ligado internamente ao módulo comparador do microcontrolador. Quando o codificador é deslocado pelo utilizador é detectado um novo evento devido à mudança do sinal de saída do comparador. Isto gera uma interrupção que por sua vez desactiva novas interrupções do mesmo tipo e inicia um temporizador para gerar uma interrupção ao fim de 5ms (tempo de *debounce*) [41]. Passado este tempo a posição do codificador é comparada com a anterior e se for diferente, então é aceite e registado o sentido da deslocação. Entretanto, são activadas as interrupções do módulo comparador e é também activado um outro temporizador para medição do intervalo de tempo entre possíveis deslocamentos consecutivos. Através deste intervalo de tempo, é possível determinar a velocidade de rotação do codificador para permitir incrementos e decrementos de maiores amplitudes. Isto facilita a alteração do conteúdo das variáveis por parte do utilizador.

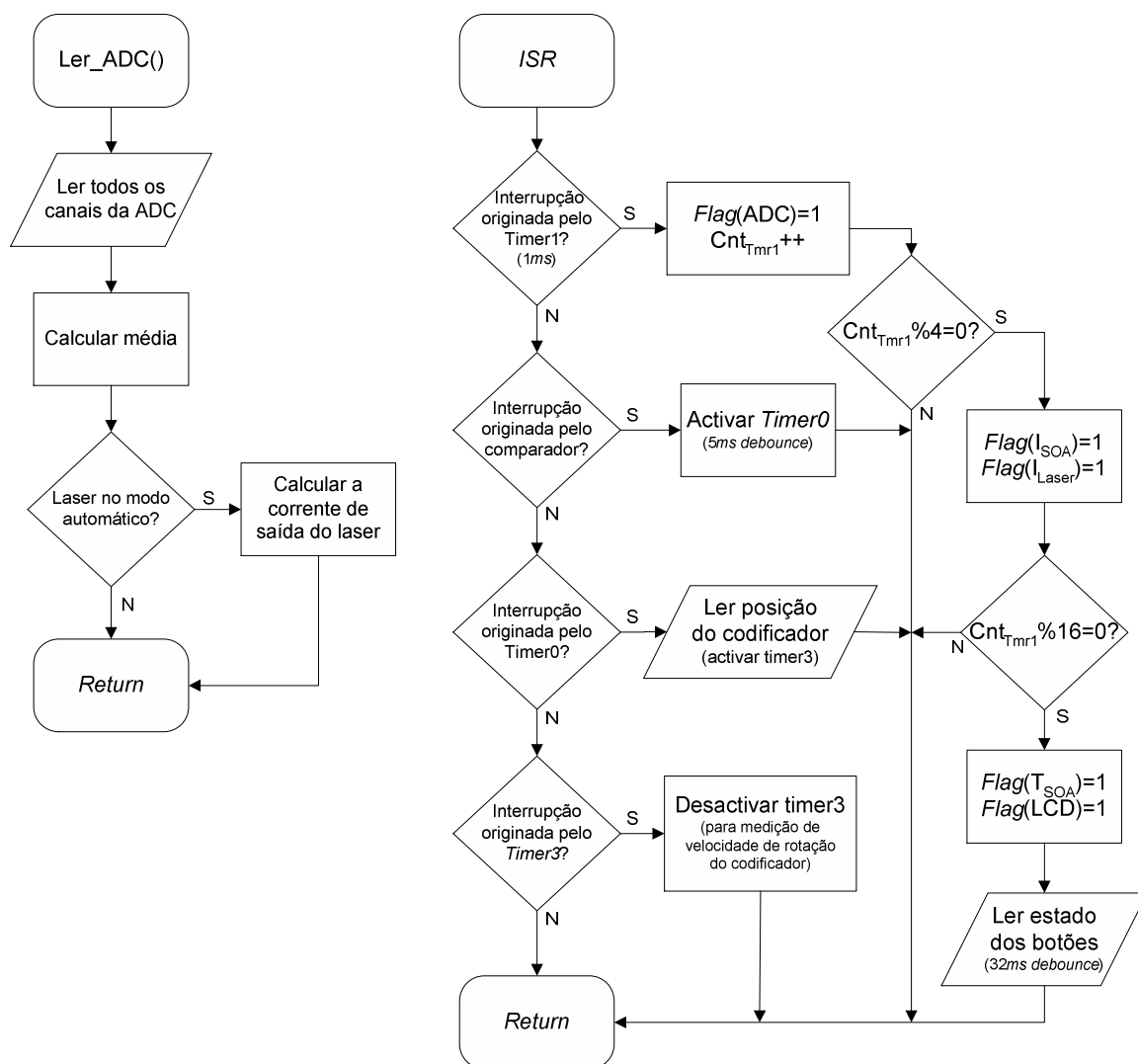


Figura 57 – Diagrama de blocos resumido da função de leitura da ADC (esquerda) e da rotina de serviço à interrupção (direita)

Quando o laser opera no modo automático a sua potência de saída é definida em função da potência óptica detectada na entrada do protótipo. O controlo é efectuado segundo uma função polinomial de 3º ordem cujas constantes são introduzidas pelo utilizador.

Os parâmetros configuráveis pelo utilizador são: as correntes de polarização do SOA (I_{SOA}) e do laser (I_{laser}), a temperatura do SOA (T_{SOA}), as correntes máximas de polarização do SOA ($I_{SOA\ max}$) e do laser ($I_{laser\ max}$), a temperatura máxima e mínima do SOA ($T_{SOA\ max}$ e $T_{SOA\ min}$) e a potência óptica do laser (P_{laser}). A corrente do SOA é, obrigatoriamente, igual ou inferior ao seu limite máximo definido por $I_{SOA\ max}$, enquanto a

corrente do laser não pode ser definida para um valor superior a $I_{\text{laser max}}$. De forma idêntica, a temperatura de funcionamento do SOA só poderá estar definida para um valor limitado por $T_{\text{SOA min}}$ e $T_{\text{SOA max}}$.

As variáveis configuráveis pelo utilizador são alteradas com a respectiva resolução especificada na secção 4.3. Contudo, a resolução da fonte de corrente do SOA é de 1mA na escrita e de 0.1mA na leitura, enquanto que da fonte de corrente do laser tem uma resolução na escrita de 0.1mA e de 0.012mA na leitura. A temperatura no SOA é definida com uma resolução de 0.075°C e amostrada com uma resolução de 0.015°C .

O microcontrolador vigia a temperatura do SOA e, se detectar alguma situação anormal, actua sobre o sistema. Se a tensão no termistor for superior a 3.6V ($< -2^\circ\text{C}$), o microcontrolador coloca o *driver* do SOA e a fonte de tensão do TEC no modo *shutdown* e desactiva o laser. Esta situação pode acontecer caso a ligação do termistor esteja interrompida ou haja alguma anomalia no controlador de temperatura. Por outro lado, se a tensão no termistor for inferior a 360mV ($>50^\circ\text{C}$), o *driver* da corrente de polarização é desactivado e abaixo de 250mV ($>60^\circ\text{C}$) é desactivado, também, o *driver* do TEC. O valor devolvido pelo ADC, correspondente à temperatura actual, antes de convertido através da equação (4.17) é comparado com as constantes que definem os limites anteriores, pois a referida equação não é válida nesta gama. Em qualquer uma das situações irregulares referidas anteriormente, o protótipo mostra uma mensagem de erro no LCD e o programa entra num ciclo infinito e, só voltará a funcionar depois de reiniciado o sistema, sendo para tal necessário desligar e voltar a ligar a alimentação do mesmo. Contudo, estas situações críticas indiciam algum tipo problema que deverá ser analisado com atenção.

4.4.5 Modos de funcionamento

Existem vários modos de funcionamento disponíveis ao utilizador que dependem também da configuração presente no protótipo, isto é, da configuração co-propagante ou contra-propagante. Cada modo de funcionamento pode ser seleccionado consoante o laser interno esteja desligado ou ligado. Neste último caso, pode funcionar no modo automático ou manual.

Independentemente do modo de funcionamento é sempre necessário configurar a temperatura de funcionamento do SOA, pois este controlo está sempre activo mesmo na ausência de corrente de polarização.

Para utilizar o protótipo como supressor de banda lateral é necessário configurar a corrente de polarização do SOA e definir o funcionamento do laser para o modo automático. As constantes que definem a equação da potência óptica do laser em função da potência de entrada devem também ser introduzidas. Se esta função estiver bem definida e se o sinal modulado de entrada estiver de acordo com as especificações, o protótipo deverá suprimir uma das bandas laterais do sinal. Para a configuração co-propagante é necessário adicionar à saída o filtro rejeita banda (ver Figura 37), uma vez que este não está incluído no protótipo.

Se o laser estiver desligado, o protótipo pode funcionar como um simples SOA. Nesta situação basta definir a temperatura e a corrente de polarização do SOA. Convém ter em consideração as perdas do sinal devido aos acopladores de entrada.

4.5 Resultados do protótipo como supressor de banda lateral

Depois de completo o protótipo tanto a nível de *hardware* como de *software*, foi possível realizar os testes à sua funcionalidade como supressor de banda lateral. Deve referir-se que estes testes estavam fora do âmbito do projecto e foram apenas acompanhados pelo autor desta dissertação.

A Figura 58 mostra o esquema experimental utilizado para a conversão de sinais ODSB em OVSF.

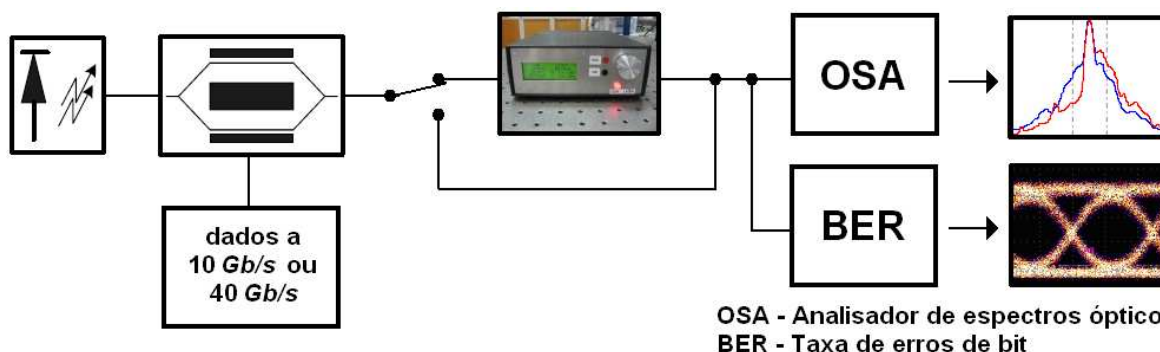


Figura 58 – Diagrama de blocos do conversor de sinais ODSB em OVSF

No modo co-propagante e para um ritmo de 10Gb/s foi possível obter uma razão da supressão da banda lateral de 15dB (Figura 59 a)). Verificou-se um melhoramento do factor-Q, o que indica um diagrama de olho do sinal de melhor qualidade (Figura 59 b) e c)). Comprovou-se que o funcionamento do supressor é independente do comprimento de onda do sinal de entrada numa gama de 26nm , excluindo a zona de emissão do laser [7]. O modo contra-propagante permitiu obter resultados semelhantes aos anteriores, também a um ritmo de 10Gb/s e sem a utilização de um filtro óptico na saída do protótipo [42].

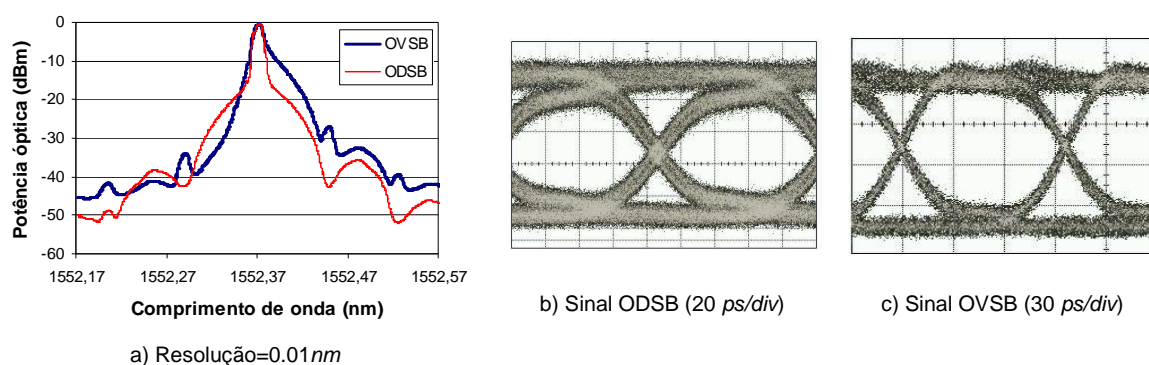


Figura 59 – Espectro óptico e diagramas de olho dos sinais de entrada (ODSB) e de saída (OVSF) a 10Gb/s

Para um ritmo de 40Gb/s , a configuração contra-propagante revelou resultados insatisfatórios, pelo que só são resumidos os resultados no modo co-propagante. Assim, neste modo foi possível obter uma razão da supressão da banda lateral superior a 14dB [8] (Figura 60).

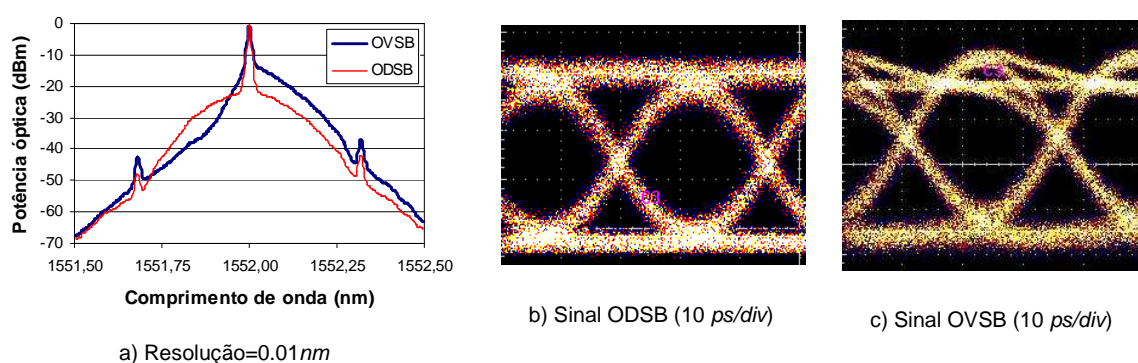


Figura 60 – Espectro óptico e diagramas de olho dos sinais de entrada (ODSB) e de saída (OVSF) a 40Gb/s

4.6 Conclusões

Foi apresentado o projecto de um controlador de um sistema supressor de banda lateral baseado em duas configurações diferentes.

Os testes efectuados ao *hardware* revelaram que este está de acordo com as especificações iniciais. Verificou-se também, que o protótipo (*hardware* e *software*) se manteve estável ao longo do tempo.

O controlador de temperatura poderá ser melhorado optimizando o ganho proporcional e o ganho integrativo, através dos respectivos componentes discretos. Desta forma, será possível anular o *overshoot* e a oscilação verificada.

Com a utilização do controlador AMC7820 demonstrou-se ser possível reduzir consideravelmente o tamanho da PCB e abstrair o microcontrolador da regulação das várias variáveis analógicas.

O codificado rotativo juntamente com o *software* desenvolvido permitem um fácil e intuitivo controlo do sistema por parte do utilizador. Isto permite uma interface do utilizador agradável e, acima de tudo, funcional.

Para elevados ritmos de transmissão (40Gb/s) os resultados obtidos na supressão de banda lateral diferem muito entre o modo co-propagante e contra-propagante, estando o modo contra-propagante limitado ao funcionamento a 10Gb/s. Desta forma, optou-se por deixar o protótipo configurado no modo co-propagante.

Capítulo 5

Considerações finais

5.1 Conclusões

Nesta dissertação composta por cinco capítulos foi apresentado o estudo, o desenvolvimento e a implementação de dois circuitos de controlo para subsistemas ópticos.

Foi efectuado um estudo sobre os componentes ópticos utilizados, de forma a compreender, em pormenor, as especificações necessárias para o controlo eléctrico dos mesmos.

Dimensionaram-se os circuitos electrónicos de controlo com o objectivo de obter os resultados pretendidos, sem esquecer a componente económica dos mesmos. Os testes realizados permitem verificar o sucesso dos circuitos referidos e pode-se comprovar que estes estão a operar dentro das especificações exigidas.

Foram implementados dois protótipos funcionais. No terceiro capítulo, descreve-se o projecto de um controlador de um sistema comutador integralmente óptico e, no capítulo quarto, apresenta-se o projecto de um sistema supressor de banda lateral.

As interfaces do utilizador foram desenvolvidas com o objectivo de as tornar fáceis e práticas para o utilizador. O resultado final revelou que a utilização dos protótipos é intuitiva, agradável e, acima de tudo, funcional.

Pode-se dizer que o principal objectivo foi atingido, pois estava limitado ao desenvolvimento dos protótipos.

O desenvolvimento de controladores como estes possibilita a portabilidade dos sistemas, uma vez que os dispositivos ópticos não ficam dependentes das fontes usadas em laboratório. Geralmente estas fontes são caras, ocupam muito espaço e não permitem um controlo dinâmico dos dispositivos.

5.2 Sugestões para trabalho futuro

Relativamente ao projecto do terceiro capítulo, a principal sugestão para trabalho futuro é a inclusão de um sistema com auto calibração. Para tal, seria necessário automatizar o método de balanceamento do interferómetro descrito pelo fabricante do MZI-SOA. Este método exige a medição da potência de vários sinais ópticos [27]. É de referir que o protótipo dispõe de quatro entradas analógicas que poderão servir para a medição da potência do sinal óptico, faltando a implementação dos circuitos de acondicionamento de sinal dos fotodetectores e respectivas alterações no código fonte do microcontrolador.

A utilização de um codificador rotativo para introdução de dados e configuração do sistema demonstrou ser prática e rápida. Outra sugestão será a substituição do teclado numérico por um codificador deste género, de modo a beneficiar o utilizador na utilização do protótipo.

No projecto do capítulo quatro a principal sugestão para trabalho futuro é a expansão do sistema de controlo do subsistema supressor de banda lateral para suportar o controlo de um filtro óptico. Este filtro poderá ser composto por uma rede de Bragg com controlo de temperatura. Dessa forma, este filtro terá que ser continuamente ajustado de forma a acompanhar as variações do comprimento de onda do sinal emitido pelo laser. Esse ajuste passa por actuar sobre um sistema composto por um sensor de temperatura (termístor) e um elemento TEC. Assim, será possível ajustar a banda de corte da rede de Bragg.

Para finalizar, deve-se otimizar o controlador de temperatura do projecto do quarto capítulo, de forma a anular o *overshoot* e a oscilação presente na resposta. Para tal, será necessário determinar um conjunto melhor de valores para o ganho proporcional e para o ganho integrativo do controlador PI analógico.

Glossário de Acrônimos

- ADC – Conversor analógico-digital (*Analog-to-digital converter*)
- AMPOP ou ampop – Amplificador Operacional (*Operational amplifier*)
- ASE – (ruído) Emissão espontânea amplificada (*Amplified spontaneous emission*)
- CAN – *Controller area network*
- CD – Dispersão cromática (*Chromatic dispersion*)
- CPU – Unidade central de processamento (*Central processing unit*)
- CW – Sinal em contínuo (*Continuous wave*)
- DAC – Conversor digital-analógico (*Digital-to-analog converter*)
- DFB – (laser) Realimentação distribuída (*Distributed feed back*)
- DWDM – Multiplexagem densa no comprimento de onda (*Dense wavelength-division multiplexing*)
- EEPROM – *Electrically erasable programmable read-only memory*
- FWM – Mistura de quatro ondas (*Four wave mixing*)
- ISR – Função de serviço à interrupção (*Interrupt service routine*)
- LASER ou laser – Amplificação da luz por emissão estimulada de radiação (*Light amplification by stimulated emission of radiation*)
- LCD – Ecrã de cristais líquidos (*Liquid crystal display*)
- LED – Díodo emissor de luz (*Light-emitting diode*)
- MIPS – Milhões de instruções por segundo (*Million instructions per second*)
- MZI – Interferómetro Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder interferometer*)
- MZI-SOA – Interferómetro Mach-Zehnder combinado com amplificadores ópticos semicondutores (*Semi-Conductor Optical Amplifier-Based Mach-Zehnder Interferometer*)
- NEP – Potência equivalente do ruído (*Noise equivalent power*)
- NTC – Coeficiente de temperatura negativo (*Negative temperature coefficient*)
- OPS – Comutação de pacotes ópticos (*Optical packet switching*)
- ODSB – (sinal) Óptico em banda lateral dupla (*Optical Double sideband*)
- OSSB – (sinal) Óptico em banda lateral única (*Optical single sideband*)
- OVSB – (sinal) Óptico em banda lateral vestigial (*Optical vestigial sideband*)

PCB – Placa de circuito impresso (*Printed circuit board*)

PGA – Amplificador de ganho programável (*Programmable Gain Amplifiers*)

PI – Proporcional-integral (*proportional-integral*)

PID – Proporcional-integral-derivativo (*proportional-integral-derivative*)

PR – Rotação da polarização (*Polarization rotation*)

PWM – Modulação em largura de impulsos (*Pulse-width modulation*)

SCI – Interface de comunicação série (*Serial Communications Interface*)

SGM – Auto modulação de ganho (*Self gain modulation*)

SMSR – Razão de supressão dos modos laterais (*Side-mode supression ratio*)

SNR – Relação sinal ruído (*Signal-to-Noise Ratio*)

SOA – Amplificador óptico semiconductor (*Semiconductor optical amplifier*)

SPI – Interface de periféricos série (*Serial Peripheral Interface*)

SPM – Auto modulação de fase (*Self phase modulation*)

TEC – *Thermoelectric Cooler*

TWA – *Travelling Wave amplifier*

USB – Barramento série universal (*Universal serial bus*)

WDM – Multiplexagem no comprimento de onda (*Wavelength-division multiplexing*)

XGM – Modulação cruzada do ganho (*Cross gain modulation*)

XPM – Modulação cruzada de fase (*Cross phase modulation*)

Referências

- [1] T. Silveira, A. Teixeira, A. Ferreira, G. Beleffi, D. Forin, S. Stevan, P. Monteiro, "All-Optical Signal Processing Using Gain Clamped Semiconductor Optical Amplifiers", ICTON 2007, IEEE, 2007
- [2] Govind P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems", John Wiley & Sons, 2ª edição, Nova Iorque, EUA, 1997
- [3] A. Teixeira, T. Silveira, A. Ferreira, R. Nogueira, P. André, M. Lima, P. Monteiro, J. da Rocha, "All Optical Router Based on OCDMA Codes and SOA Based Devices", ICTON 2005, IEEE, 2005
- [4] L. Oliveira, P. Teixeira, L. Vesce, T. Silveira, R. Nogueira, P. André, A. Teixeira, "CONPAC - CONTENTion free all-optical PACKET switch", Relatório final de projecto, FCT, 2007
- [5] T. Silveira, A. Ferreira, P. Teixeira, L. Oliveira, A. Teixeira, P. Monteiro, "All-Optical packet routing system with contention resolution based on OCDMA and MZI-SOA", Optical Society of America, 2007
- [6] A. Ferreira, T. Silveira, R. Ribeiro, P. Monteiro, M. Violas, A. Teixeira, "Mitigation of Chromatic Dispersion Effects on Optical Single Sideband Signals by Butterworth Filtering", ICTON 2005, We.C1.4, IEEE, 2005
- [7] T. Silveira, A. Teixeira, A. Ferreira, P. Monteiro, "All-Optical Vestigial Sideband Generation Using a Semiconductor Optical Amplifier", IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, VOL. 18 - Nº. 21, IEEE, 2006
- [8] T. Silveira, D. Fonseca, A. Ferreira, R. Morais, M. Madureira, A. Teixeira, P. Monteiro, "40 Gb/s All-Optical Vestigial-Sideband Generation using SOA", ECOC 2006, 2006
- [9] William F. Brinkman, Thomas L. Koch, David V. Lang, Daniel P. Wilt, "The lasers behind the communications revolution", Bell Labs Technical Journal, vol. 5, n. 1, 2000.
- [10] Mário Ferreira, "Óptica e Fotónica", Lidel – edições técnicas, Lda, 2003

- [11] L. Mendes, H. Silva, "Transmissor LASER e Receptor Óptico Sintonizado para um Sistema SCM em 2GHz", Proc Conf. on Telecommunications - ConfTele, Aveiro, Portugal ,Vol. 1, 1997
- [12] M. Shur, "Physics of Semiconductor devices", Prentice Hall, 1990
- [13] FGA04, "InGaAs Photodiode", Data sheet, rev B , ThorLabs, 2003
- [14] M. Connelly, "Semiconductor Optical Amplifiers", Kluwer Academic Publishers, Boston, 2002
- [15] G. Agrawal, "Fiber Optic Communications Systems", Wiley-Interscience, 3ª edição, 2002
- [16] G. Keiser, "Optical Fiber Communications", McGraw-Hill, 3ª edição, 2000
- [17] A. Teixeira, T. Silveira, "Semiconductor Optical Amplifiers: applications and perspectives", 2006
- [18] 40G-2R2-ORP , "Twin 40Gbit/s 2R Optical Regenerator", Preliminary data sheet, rev B, CIP
- [19] T. Silveira, A. Teixeira, N. Kataoka, A. Ferreira, N. Wada, P. Monteiro, "Experimental characterization of Cross Phase Modulation wavelength conversion in Mach-Zehnder Interferometer with Semiconductor Optical Amplifier", Conftele, 2007
- [20] "Impact of Low Cost All-optical Regenerators in High-speed Optical Networks", White Paper, CIP
- [21] Rick Downs, "An Optical Amplifier Pump Laser Reference Design Based on the AMC7820", Application Report, SBAA072A, Texas Instruments, 2005
- [22] BD677, "Complementary Silicon Power Darlington Transistors", Data sheet, SGS Thomson Microelectronics, 1997
- [23] Bruce Trump, "Power Amplifier Stress and Power Handling Limitations", Application Bulletin, AB-039, Burr-Brown, 1993
- [24] Bonnie C. Baker, "Thermistors in Single Supply Temperature Sensing Circuits", Application Note, AN685B, Microchip Technology Inc., 1999
- [25] BD135, "NPN power transistors", Data sheet, Philips, 1999
- [26] MCP6S28, "Single-Ended, Rail-to-Rail I/O, Low Gain PGA", Data sheet, Microchip, 2003
- [27] "40G-2R2-ORP User Notes", User Notes, rev C, CIP
- [28] T. Silveira, A. Teixeira, P. Monteiro, "Optical Vestigial Seideband Converter Based on a SOA", Siemens internal ID, level 4, waiting for patent registration
- [29] SOA-NL-OEC-1550, "1.55 μ m Non-Linear Semiconductor Optical Amplifier", Preliminary data sheet, rev 7, CIP, 2005

- [30] AMC7820, "Analog Monitoring and Control", Data sheet, SBAS231B, Burr-Brown, 2002
- [31] DRV591, " ± 3 -A High-efficiency PWM Power Driver", Data sheet, SLOS389A, Texas Instruments, 2002
- [32] DT3-2.5, "Thermoelectric Cooler", Data sheet, 102-0162, Rev C, marlow industries inc.[®], 2000
- [33] OPA548, "High-Voltage, High-Current Operational Amplifier", Data sheet, SBOS070B, Burr-Brown, 2003
- [34] M. O'Mahony, "Semiconductor Laser Optical Amplifiers for Use in Future Fiber Systems", Journal of Lightwave Technology, Vol. 6, N^o 4, 1988
- [35] K. Blake, S. Bible, "Amplifying High-Impedance Sensors – Photodiode Example", Application Note, AN951A, Microchip Technology Inc., 2004
- [36] "Photodiode Technical Information", Hamamatsu Photonics
- [37] "Introduction to Laser Beam and Spectral Measurement - Fundamentals of Power and Energy Measurement", Melles Griot
- [38] BC846, "NPN Epitaxial Silicon Transistor", Data sheet, Rev. A2, Fairchild Semiconductor, 2002
- [39] LOG102, "Precision Logarithmic and Log Ratio Amplifier", Data sheet, SBOS211A, Burr-Brown, 2002
- [40] PIC18F2455/2550/4455/4550, "28/40/44-Pin, High Performance, Enhanced Flash, USB Microcontrollers with nanoWatt Technology", Data sheet, Microchip, 2007
- [41] 3315 C-001-016, "3315 - 9mm Square Sealed Incremental Encoder", Data sheet, Bourns
- [42] T. Silveira, A. Teixeira, A. Ferreira, P. Monteiro, "All Optical Vestigial Sideband Generation using counter propagating pumping in Semiconductor Optical Amplifier", CLEO-IQEC 2007, 2007

Apêndice A

Projecto do controlo de um sistema comutador integralmente óptico

A.1 Esquema completo do circuito

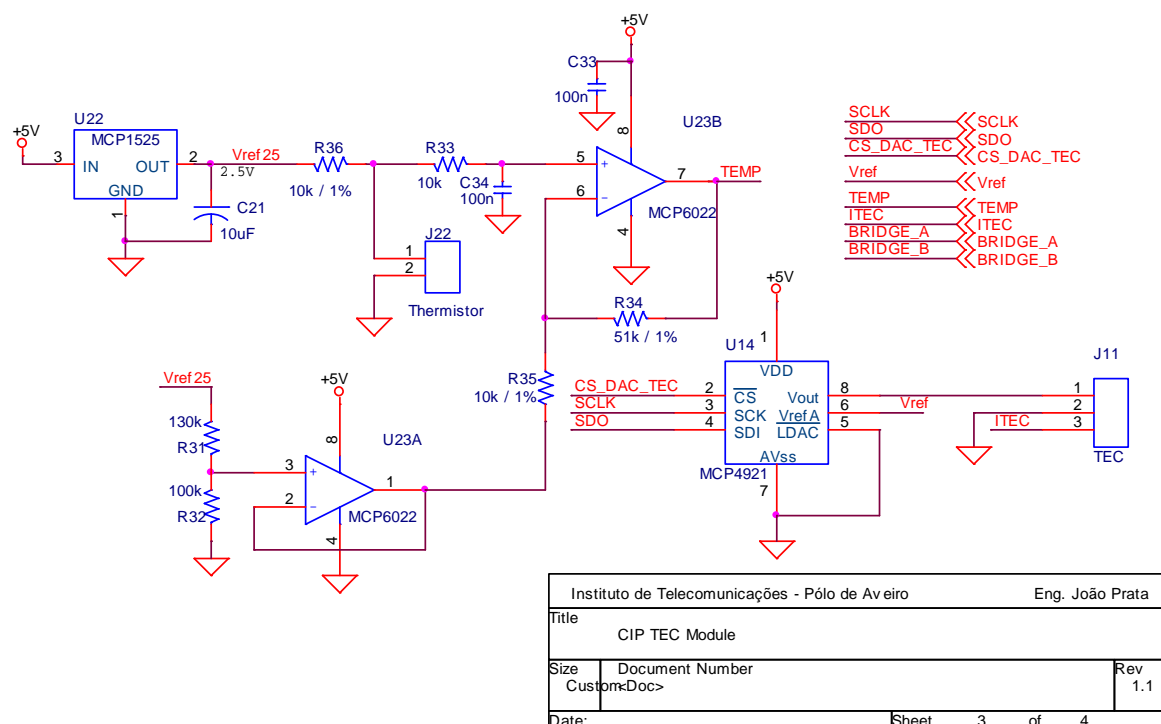
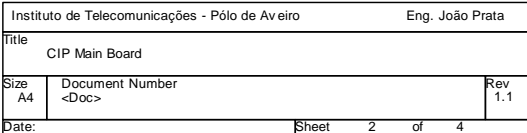
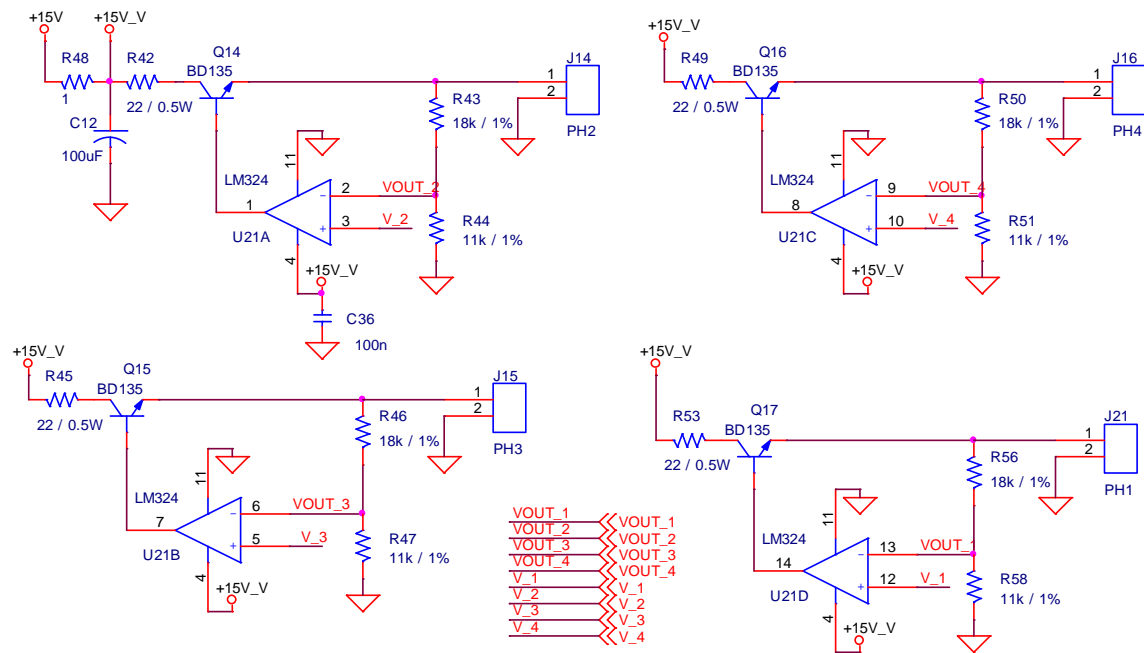


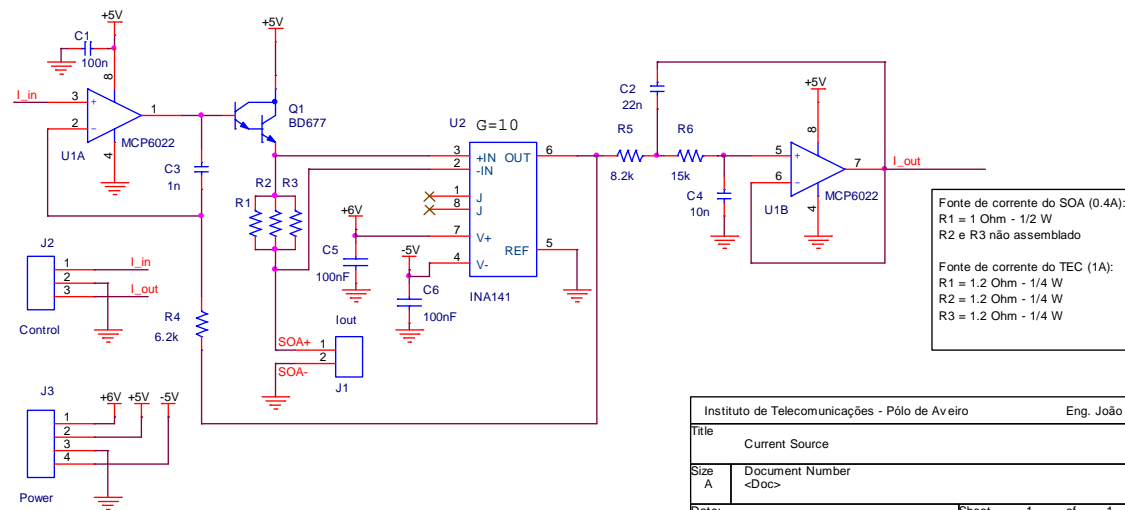
Figura 61 – Circuito do módulo de controlo da temperatura





Instituto de Telecomunicações - Pólo de Aveiro		Eng. João Prata
Title		
Voltage Sources		
Size	Document Number	Rev
Custom	<Doc>	1.1
Date:		Sheet 4 of 4

Figura 63 – Circuito das fontes de tensão



Instituto de Telecomunicações - Pólo de Aveiro		Eng. João Prata
Title		
Current Source		
Size	Document Number	Rev
A	<Doc>	1.0
Date:		Sheet 1 of 1

Figura 64 – Circuito das fontes de corrente

A.2 Protótipo final

As seguinte figuras mostram o aspecto final do protótipo.



Figura 65 – Vista frontal do protótipo

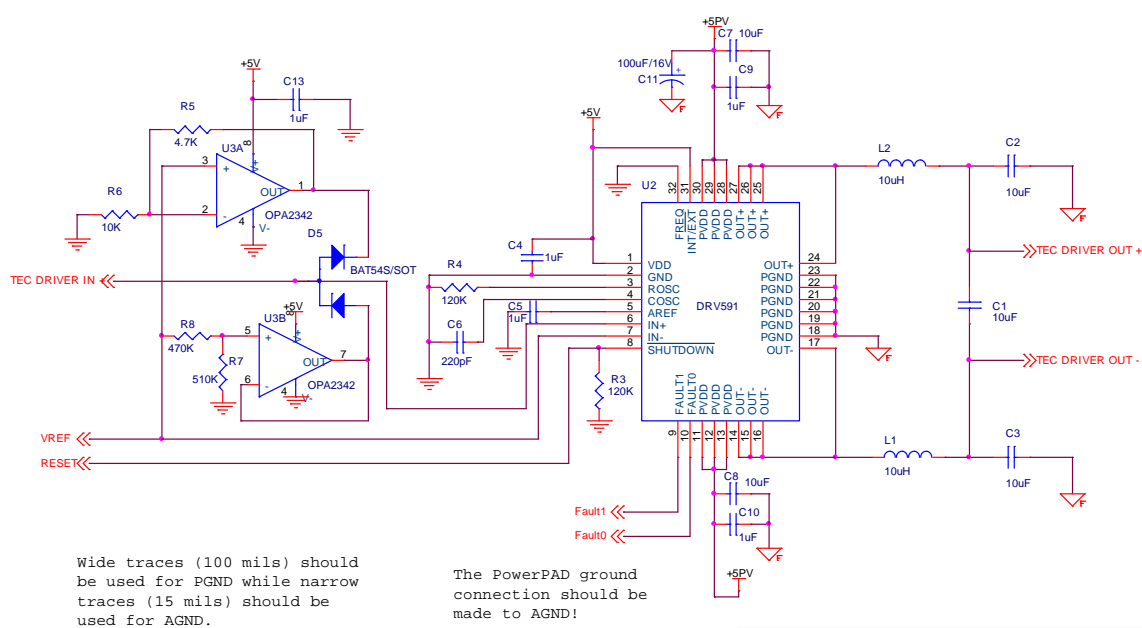


Figura 66 – Vista lateral do protótipo (conectores ópticos)

Apêndice B

Projecto do controlo de um sistema supressor de banda lateral

B.1 Esquema completo do circuito



Instituto de Telecomunicações - Pólo de Aveiro		Eng. João Prata
Title		
Supressor 2 - TEC PWM Module		
Size	Document Number	Rev
A4	1	1.0
Date:	Sheet 1 of 1	

Figura 67 – Circuito da fonte de tensão do TEC

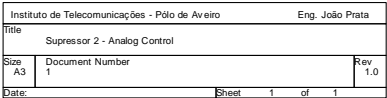
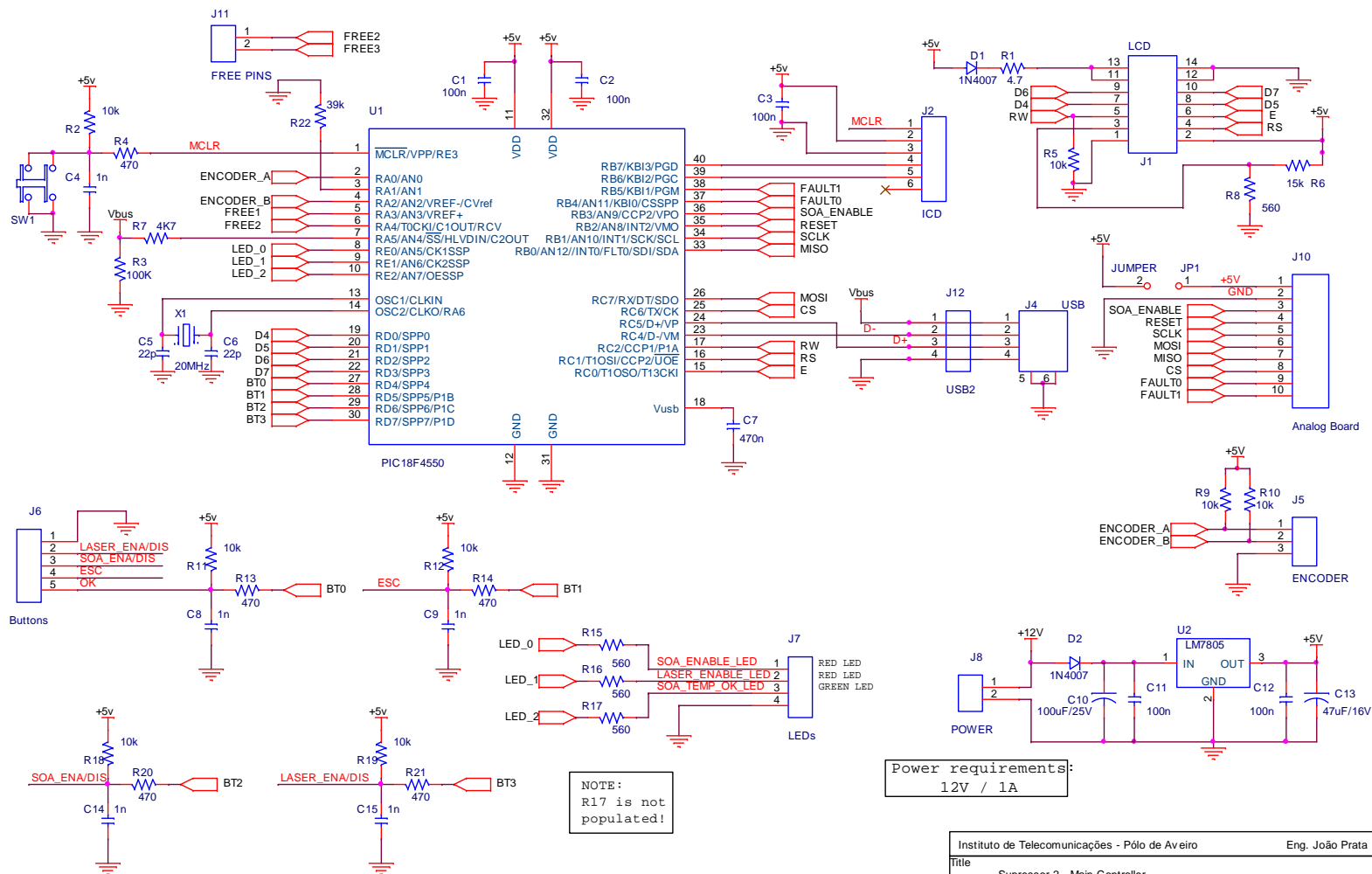


Figura 69 – Circuito de controlo digital



Power requirements:
12V / 1A

Instituto de Telecomunicações - Pólo de Aveiro		Eng. João Prata
Title		
Supressor 2 - Main Controller		
Size	Document Number	Rev
A4	1	1.0
Date:	Sheet	1 of 1

B.2 Protótipo final

O protótipo pode ser visto nas seguintes figuras:



Figura 70 – Vista frontal do protótipo



Figura 71 – Vista lateral do protótipo (conectores ópticos)